radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

Bauanleitung für einen Koffersuper mit Transistoren

PREIS DM 2,00

VERLAGSPOSTAMT LEIPZIG · 8. JAHRGANG

NOVEMBER 1959

22



VERLAG DIE WIRTSCHAFT BERLIN

AUS DEM INHALT

OBSAH

СОДЕРЖАНИЕ

Verlag DIE WIRTSCHAFT
Berlin NO 18, Am Friedrichshain 22
Telefon 530871, Fernschreiber 011448
Verlagsdirektor: Walter Franze

radio und fernsehen
Komm. Chefredakteur und Verantw. Redakteur: Klaus K. Streng, z.Z. erkrankt
Veröffentlicht unter ZLN 5227

Alleinige Anzeigenannahme: DEWAG-Werbung, Berlin C 2, Rosenthaler Straße 25-31, und alle DEWAG-Filialen in den Bezirksstädten. Gültige Preisliste Nr. 5

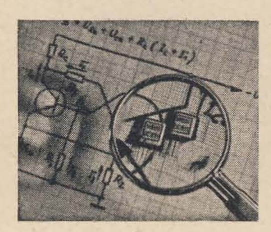
Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,— DM

Bestellungen nehmen entgegen
Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag DIE WIRTSCHAFT, Berlin
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag. Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167

Ausland:
Volksrepublik Albanien: Ndermarrja Shtetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R.E.P., So ia, 11 a, Rue Paris
Volksrepublik China: Guozi Shudian, Peking, 38, Suchou Hutung
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Poltut Administrativ C.F.R., Bukarest
Tschechoslowakische Volksrepublik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Stalinova 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspechatj“, Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultura“ Könyv és hirlap külkereskedelmit vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: Verlag DIE WIRTSCHAFT, Berlin NO 18, Am Friedrichshain 22

CONTENTS



Titelbild:

Neben der nieder- u. hochfrequenten Schaltungstechnik ist die Anwendung des Transistors als elektronischer Schalter sehr beachtenswert. — In der in diesem Heft beginnenden Fortsetzungsreihe „Transistortechnik" wird u. a. auch auf diese Verwendung des Transistors eingegangen werden.
Foto: H. Blunck

UNSERE LESER SCHREIBEN

Ich bin im Besitz eines Fernsehempfängers „Rembrandt". Dieses Gerät arbeitet bei mir nun schon über vier Jahre, und ich hatte bis jetzt nur den Ausfall einer 5 Z 4. Mit meinem Gerät bin ich sehr zufrieden, bis auf die Empfindlichkeit. Deshalb bitte ich Sie freundlich, mir mitzuteilen, ob ich dagegen etwas unternehmen kann.

1. Ist ein Umbau des Kanalwählers möglich auf die Bestückung ECC 84 (bzw. 88) und ECF 82? Im Gerät befindet sich jetzt der Trommelkanalwähler mit der Bestükkung ECC 81 und EF 80. Oder ist der Einbau eines Kanalwählers mit dieser neuen Bestückung möglich?
2. Ist ein Umbau dieses Gerätes lohnend?

E. G., Freital

Von einem Umbau Ihres Kanalwählers möchten wir entschieden abraten, da wir nicht Ihre Kenntnisse auf dem Gebiete der TV-Technik und Ihre Ausrüstung mit Meßgeräten kennen. Der Einbau eines anderen Kanalwählers (aus „Derby") ist vorzuziehen, wobei allerdings einige mechanische Umbauten durchzuführen sind. Außerdem müssen die Oszillatorfrequenzen des Kanalwählers sowie das erste ZF-Filter geändert werden.
Unter diesen Umständen entsteht natürlich die berechtigte Frage: Warum das alles? Wenn Sie mit dem Kontrastregler tatsächlich am Anschlag sind, wäre dann eine Antenne mit höherem Gewinn nicht vorzuziehen?

*

Betr.: Technische Daten für Röhren
Ich gelangte in den Besitz von je einer Röhre 2190
2600.

Wenn es Ihnen möglich ist, bitte ich um Übersendung der wichtigsten technischen Daten, da ich diese sonst nirgends erhalten kann. Es soll sich um Röhren der ersten DDR-Produktion handeln.

H. Sch., Postdam-Bornstedt

Beide von Ihnen angeführten Röhren entsprechen in ihren Daten dem Typ 6 A C 7. Sicher ist Ihnen diese Röhre und die wichtigsten Daten bekannt. Sie finden Sie in jedem Röhrentaschenbuch.

*

Betr.: Synchrodetektor, radio und fernsehen 17 (1958) S. 536
Nach der angegebenen Bauanleitung habe ich eine Demodulatorstufe für UKW aufgebaut. Der Oszillator schwingt auch, jedoch eine ZF-Verstärkung des Heptodensystems kann ich nicht erzielen. Kann das H-System in der angegebenen Schaltung überhaupt arbeiten? Die Anodenspannung kann infolge der Spannungsteilung 50 kΩ/2 kΩ ja höchstens 10 V betragen. Ich habe bei U_b = 195 V eine Anodenspannung von nur 4,7 V gemessen, die Schirmgitterspannung dagegen beträgt 55 V (hochohmig gemessen). Die angegebenen Literaturstellen zeigen alle dieselbe Schaltung der Anodenspannungszuführung. Wozu denn eigentlich noch 2 kΩ parallel zur Röhre gegen Masse? Bitte klären Sie mich auf!

H. M., Ilmenau

Vermutlich liegt hier ein Mißverständnis vor: In der angegebenen Schaltung arbeitet das Heptodensystem der ECH 81 nicht als ZF-Verstärker, sondern als Begrenzer, so daß die Dimensionierung (kleine Anodenspannung) gerechtfertigt ist. Diese wird in der vorliegenden Schaltung durch den erwähnten Spannungsteiler bewirkt. (Der 2-kΩ-Widerstand verhindert ein „Hochlaufen" der Anodenspannung bei Aussteuerung.) Beim Anlegen einer entsprechenden ZF-Spannung und Messen der Ausgangsspannung werden Sie diese Begrenzung sicher feststellen können.

*

Wir haben auf der Leipziger Messe leider vergeblich versucht, eine Zusammenstellung über die Daten der UKW- und Fernsehantennen für die einzelnen Sendestellen — besonders für die in der Oberlausitz in Frage kommenden Sender — zu bekommen, um über die benötigten Antennen genau Bescheid zu wissen. Es wurde uns zwar eine Liste über UKW- und Fernsehantennen in die Hand gedrückt, doch war aus dieser auch nicht das Gewünschte zu ersehen.
Deshalb wenden wir uns an Sie und gestatten uns die Anfrage, ob Sie eine Zusammenstellung über diese Daten haben und eventuell in Ihrer Zeitschrift veröffentlichen können oder uns eine Stelle nennen können, von der wir diese Angaben erhalten.

A. B., Görlitz

Ihre Enttäuschung können wir verstehen, aber leider wissen wir auf Grund Ihres Briefes nicht, was Sie eigentlich erfahren möchten. Eine Übersicht über die Fernsehsender der DDR und ihre Standorte erschien in unserem Heft 19. Auf Grund der dort angegebenen Standorte und Senderfrequenzen dürften sich

a) die jeweilige Empfangsmöglichkeit eines Senders (etwa) vorausbestimmen,

b) die geometrischen Abmessungen der Antennen berechnen lassen [siehe auch in 9 (1958) S. 281].

Die neuen UKW-Sendefrequenzen des Rundfunks finden Sie in der letzten Nummer unserer Zeitschrift.
Angaben über den zu verwendenden Antennentyp sind ohne Kenntnis der Empfangslage wenig sinnvoll.

*

Eine Bitte unserer Redaktion an unsere Leser:
Welcher Amateur hat Signale der sowjetischen Raketen „Lunik 2" und „Lunik 3" empfangen? Bitte schreiben Sie uns mit möglichst vielen technischen Einzelheiten: genaue Uhrzeit, empfangene Frequenz, Gerätetyp usw.
Ihre Mitteilungen können für die wissenschaftliche Auswertung der Empfangsbedingungen von Nutzen sein!
Herzlichen Dank im voraus!

Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

- Bauanleitung eines modernen Amateursenders für das 144-MHz-Band
- Wechselstromgroßsuper „Rossini" Typ 5801
- Lichtblitzstroboskop für den Selbstbau
- Dimensionierungsprobleme bei Netzteilen
- Anwendungen der Hallgeneratoren

Nachrichten und Kurzberichte

▼ **Anläßlich des 10. Jahrestages** der Gründung der DDR wurde Herr Karl Kroher, Werkleiter des VEB Funkwerk Erfurt, mit dem Vaterländischen Verdienstorden in Bronze ausgezeichnet. Herr Ing. Albert Scheurenbrand, Chefkonstrukteur des VEB Stern-Radio Staßfurt, erhielt den Ehrentitel: „Verdienter Erfinder des Volkes".

▼ **Der erste programmgesteuerte** elektronische Digital-Rechenautomat mit Lochkartenanlage für ökonomische Zwecke in der DDR wurde von einer sozialistischen Komplexbrigade des VEB Elektronische Rechenmaschinen in Karl-Marx-Stadt konstruiert. Er kann 2500 Rechenoperationen in der Sekunde ausführen. Dieses Gerät soll die Grundlage für den Aufbau eines ökonomischen Versuchsrechenzentrums bilden.

▼ **Eine Neuordnung der Fernsehkanäle** in Band IV und Band V soll vorgenommen werden, nachdem eine Konferenz in Los Angeles für Fernsehkanäle eine Breite von 8 MHz empfohlen hat. Die Zählung soll mit Kanal 14 (471,25 MHz) beginnen und in Abständen von je 8 MHz mit Kanal 53 (783,25 MHz) enden.

▼ **In der Volksrepublik China** wurden 1958 mehr als eine Million Rundfunkempfänger hergestellt. Vor der Gründung der Volksrepublik (vor zehn Jahren) wurden in China überhaupt keine Rundfunkgeräte und so gut wie gar keine Bauelemente produziert.

▼ **In der CSR** werden mit Transistoren bestückte Schwerhörigengeräte kostenlos von den Gesundheitsinstituten an Berufstätige ausgeliehen.

▼ **Ein Industrieinstitut** zur Erforschung und Entwicklung von Halbleiterbauelementen soll zu Beginn des kommenden Jahres in dem in der Nähe von Teltow gelegenen Stahnsdorf seine Tätigkeit aufnehmen. Der Ausbau dieses Instituts soll bis 1962 abgeschlossen sein.

▼ **Die schwedische Firma** A/S Elektrisk Bureau in Oslo errichtet in Venezuela ein Funk-Nachrichtenverbindungssystem. Es soll alle großen Städte in Ost-Venezuela miteinander verbinden und eine Strecke von 1600 km überbrücken.

▼ **Nachdem** schon im vergangenen Jahr die englischen Luftfahrtgesellschaften die Benutzung von Koffer-Radios in Flugzeugen untersagt hatten (radio und fernsehen 23 (1958) S. 690), haben sich jetzt alle großen internationalen Luftverkehrsgesellschaften diesem Verbot angeschlossen. Der Grund liegt in der Störung der Funknavigationsgeräte der Maschinen durch die Kofferempfänger.

▼ **In Bagdad** hat ein neuer, von sowjetischen Ingenieuren erbauter Fernsehsender den Probebetrieb aufgenommen. Er soll den bisherigen, erst kürzlich verstärkten Sender ersetzen. Mit seinem 150 m hohen Sendeturm beträgt seine Reichweite 150 km.

▼ **Das erste automatische** Fernsprechamt in Hanoi wurde von Betrieben der DDR aufgebaut. DDR-Fernmeldetechniker haben jetzt in Hanoi einen Lehrgang zur Ausbildung von Fachkräften eingerichtet.

▼ **Explorer VII** ist der letzte von den USA gestartete Erdsatellit. Er hat eine Masse von 41,5 kg und trägt Meßinstrumente für sieben verschiedenartige Untersuchungen. Er wurde am 13. 10. 1959 von Kap Canaveral aufgelassen. Am gleichen Tage wurde von den Amerikanern eine Rakete militärischen Charakters von einem Bombenflugzeug aus abgeschossen, die dem Zweck dienen soll, „feindliche" Erdsatelliten auf ihrer Umlaufbahn zu treffen.

Eisbrecher „Lenin"

Die Probefahrten des sowjetischen, von Atomkraft getriebenen Eisbrechers „Lenin" erwiesen sich bisher als erfolgreich. Die „Lenin" ist das erste von Atomkraft getriebene fertiggestellte Schiff der Welt, das für friedliche Zwecke bestimmt ist. Ihr Bau begann am 5. 10. 1956; etwas über ein Jahr später, am 5. 12. 1957, lief sie von Stapel. Sie besitzt eine Wasserverdrängung von 16 000 t, ihre drei Atomreaktoren erzeugen eine Leistung von 44 000 PS (zum Vergleich: der berühmte sowjetische Eisbrecher „Krassin" besitzt eine Größe von 10 000 t, und seine Maschinen entwickeln eine Leistung von 10 500 PS). Bereits zwei Atomreaktoren geben dem Eisbrecher eine Geschwindigkeit von 18 kn durch eisfreies Wasser und eine Geschwindigkeit von 2 kn durch ein 2,5 m starkes Eisfeld. Der dritte Atomreaktor soll normalerweise in Reserve gehalten werden. Je ein Atomreaktor verbraucht nicht mehr als 250 g Kernbrennstoff pro Tag (die „Krassin" verbraucht täglich 60 · · · 70 t Kohle!). Daher soll die „Lenin" etwa ein Jahr auf See bleiben können, ohne zur Brennstoffergänzung einen Hafen anlaufen zu müssen. Zur Aufklärung über die Eisverhältnisse hat die „Lenin" neben ihren Radar-Anlagen zwei Hubschrauber an Bord, die im Bedarfsfall auch eine Schnellverbindung mit dem Land herstellen können. Die Besatzung ist in Einzel- oder Doppelkabinen untergebracht; im ganzen enthält das Schiff 900 Räume.



Eisbrecher „Lenin" zu Beginn seiner Probefahrt auf dem historischen Liegeplatz des Kreuzers „Aurora" auf der Newa in Leningrad

„Wie gut sind die sowjetischen Meßgeräte!"

Unter dieser Überschrift setzt die amerikanische Fachzeitschrift „electronics" am 28. 8. 1959 ihre Berichte über die Ausstellung der UdSSR in New York fort. Sie kommt generell zu dem Schluß, daß sich amerikanische und sowjetische Geräte nicht viel nehmen. Besonders beeindruckten die sowjetischen Impulsoszillatoren.

Typ GJ-1, mit einer zwischen 7 . . . 500 ns veränderlichen Impulslänge, wurde speziell erwähnt, ebenso ein Breitbandoszillograf mit nur —6 dB bei 1000 MHz und mit einer Zeitbasis bis zu 10 ns. Von einem Gerät, einem Eichspannungsoszillator (signal generator voltage calibrator) mit einem Frequenzbereich bis zu 1000 MHz, wurde festgestellt, daß es ein ähnliches Gerät auf dem amerikanischen Markt nicht gäbe.

Es fiel auf, daß die sowjetischen Meßgeräte zum Teil nach dem Baukastenprinzip konstruiert sind, daß also z. B. verschiedene Generatoren gleiche Dämpfungs- und Modulationseinheiten und gleiche Netzteile als Bausteine enthielten.

Als überraschend wurden schließlich die sowjetischen automatischen Prüfgeräte für Rundfunk- und TV-Empfänger bezeichnet. Ein Rundfunkempfängerprüfgerät wurde beschrieben, das einen vollständigen Empfänger aufnimmt und 43 Messungen — eine vollständige Endprüfung — an ihm vornimmt. Wenn eine Messung nicht dem vorgeschriebenen Ergebnis entspricht, ertönt ein Signal, und die fortlaufende Nummer der Messung erscheint auf einem Papierband in Druck. Die Messung kann, wenn gewünscht, wiederholt werden, indem die Nummer auf einer Telefonscheibe gedreht wird.

Statistik der Rundfunk- und Fernsehteilnehmer in der DDR

Stand vom 30. September 1959

Bezirk	Rundfunkteilnehmer insgesamt	davon Fernsehteilnehmer
Rostock	229 631	18 331
Schwerin	176 455	13 455
Neubrandenburg	174 417	12 517
Potsdam	361 785	47 885
Frankfurt (Oder)	195 846	18 846
Cottbus	230 081	15 181
Magdeburg	413 207	50 107
Halle	603 067	51 167
Erfurt	364 500	41 500
Gera	227 398	16 298
Suhl	151 170	14 970
Dresden	646 229	49 929
Leipzig	525 313	41 113
Karl-Marx-Stadt	720 133	65 233
Berlin	433 012	46 112
	5 452 244 (+ 16 301)	502 644 (+ 68 401)

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

8. JAHRGANG · 2. NOVEMBERHEFT **22** 1959

KLAUS K. STRENG

Fernsehboom und echter Fortschritt

Die Fernsehindustrie Westdeutschlands hat sich im Laufe der letzten Jahre eine Spitzenposition innerhalb des kapitalistischen Weltlagers erobert. Es wäre töricht, dies bestreiten zu wollen.
Die Konzerne der Schwachstromindustrie machten sich verschiedene günstige Umstände geschickt zunutze und starteten mit dem „Fernsehboom" ihr größtes Geschäft der Nachkriegszeit.
Wenn man den unleugbar vorhandenen technischen Fortschritt in Westdeutschland betrachtet, muß man unbedingt zwischen echter technischer Weiterentwicklung und den „Neuheiten" unterscheiden, die die Betriebe im Kapitalismus unter dem Druck der Konkurrenz und dem Kampf um den Absatz gezwungen sind, auf den Markt zu werfen. Deshalb sind der Stand und die Entwicklungstendenzen der westdeutschen Fernsehtechnik kritisch einzuschätzen. Bekanntlich besteht auch bei unserer Industrie eine gewisse Neigung, alles, was „von drüben" kommt, als modern und nachahmenswert anzusehen.

Ablenkwinkel und Bildformat

Beim derzeitigen Stand der Hochvakuumtechnik besteht die Möglichkeit, Fernsehbildröhren mit großer Schirmdiagonale und kurzer Baulänge (großem Ablenkwinkel) herzustellen. Nach der 70°-Ablenkung in den ersten Fernsehjahren der Nachkriegszeit erlebten wir die 90°- und nunmehr die 110°-Ablenkung. 135°-Röhren sind in der Entwicklung. Der sichtbare Vorteil dieser Technik besteht in der Verkürzung des Empfängergehäuses, aus dem nun an der Rückseite kein häßlicher und störender „Topf" mehr herausragt. Das Gerät kann auf schmalen Tischchen bzw. Konsolen unmittelbar an einer Wand aufgestellt werden. Das ist zweifellos ein Fortschritt. Auch die äußere Gestaltung der Gehäuse wurde gegenüber der der ersten Geräte stark verbessert. Es besteht kein Zweifel, daß die 110°-Ablenktechnik im Fernsehempfänger einen echten Fortschritt darstellt. Unsere Industrie tat gut daran, dies bei der Projektierung der Standardfernsehgeräte zu berücksichtigen.

Wesentlich umstrittener ist das optimale Bildformat. Das Bild mit 30-cm-Diagonale (B 30 M 2) dürfte allgemein überholt sein und Versuche, es als „die Lösung" hinzustellen, wirken lächerlich. Die 110°-Ablenktechnik sieht zur Zeit Röhren mit Diagonalen von 43 und 53 cm vor. Anzeichen in der westdeutschen und amerikanischen Industrie sprechen dafür, daß auch die 61-cm-Röhre stärker auftreten wird.

Hier gibt es eine interessante Feststellung. In England — dem Land mit der größten Fernsehdichte — ist der Anteil der Geräte mit 53-cm-Bildröhre im Jahre 1958 von 8% auf 5% zurückgegangen. 83% aller vorhandenen Geräte besitzen 43-cm-Bildröhren. In der Neufertigung Westdeutschland sind 85% der Empfänger 53er-Geräte, dagegen sind 43er-Geräte im Verschwinden begriffen . . . [1].

Nun läßt sich zur Erklärung dieses Unterschiedes sagen, daß die englische 405-Zeilen-Norm eine schlechtere Auflösung des Bildes bedingt. Aber allein damit läßt sich der Unterschied in der „bevorzugten" Bildgröße nicht erklären.
Kritische Beobachter des gesellschaftlichen Lebens der Bundesrepublik berichten von einer zunehmenden „Großmannssucht". Sie drückt sich, bezogen auf das Fernsehbildformat, etwa so aus: „Meiers haben nur einen 43er-Fernseher. Wir können uns jottseidank was Besseres leisten!"
Das Bessere ist natürlich der 53-cm-Schirm, ist überhaupt alles, was größer, neuer, protzenhafter oder, wie der Käufer a priori glaubt, moderner ist. (Wer's nicht glaubt, bedenke, daß in gewissen Gesellschaftskreisen ein Automobil des vor- oder vorvorjährigen Modells „unmöglich" ist!)
Natürlich muß man heute gewisse Mindestforderungen an die Bildgröße eines modernen Fernsehempfängers stellen.
Man sollte aber von vernünftigen, optisch-physikalischen Gesichtspunkten ausgehen. Bedingt durch die Zeilenstruktur gibt es einen Mindestabstand für den Zuschauer. Dieser Mindestabstand ist zwar individuell etwas verschieden, aber in allen Fällen proportional zur Bildgröße bzw. zu seiner Höhe, Breite oder — wie allgemein angegeben — zu seiner Diagonale.
So dürfte das günstigste Format für unsere modernen Neubauwohnungen die 43-cm-Bildröhre sein. Für sehr große Wohnräume ist das 53er-Bild vertretbar. In Gaststätten, Autobahnraststätten, kleinen Klubsälen läßt sich das 61-cm-Bildformat verwenden. Großen Klubräumen bleibt der Projektionsempfänger vorbehalten, der leider noch an einigen prinzipiellen Mängeln krankt (zu geringer Bildkontrast). In Wohnräumen ist er einfach unmöglich.
Hiernach ist das 43-cm-Bild ein „Standardformat", das sich auch in nächster Zeit kaum ändern dürfte. Ein größerer Bildschirm bedingt also nicht immer ein besseres Bild. Hier muß der Fachhandel aufklärend wirken. Es ist sinnlos, dem Käufer — der ja fast immer Laie ist — einen Heimfernsehempfänger in einem großen Geschäftsraum vorzuführen, möglichst mit großem Betrachterabstand.

Die Bedienungsautomatik

Die westdeutsche Fernsehindustrie propagiert in den letzten Jahren zunehmend eine bis ins einzelne gehende Bedienungsautomatik. Dazu gehören

1. die automatische Scharfabstimmung [2, 3, 4],
2. die automatische Regelung der Grundhelligkeit in Abhängigkeit von der Raumbeleuchtung [5],
3. die automatische, bildinhaltunabhängige Kontrastregelung,
4. Maßnahmen zur Verbesserung des Synchronisierzwanges [6, 7, 8],
5. die automatische Regelung der Hochspannung, damit verbunden der Fokussierung [9].

Es lohnt sich, die einzelnen Punkte näher zu betrachten.

Zu 1.: Die automatische Scharfabstimmung bewirkt, daß der Überlagerungsoszillator des Gerätes durch eine geeignete Schaltung (Ge-Dioden, Reaktanzröhre) auf einen bestimmten Sollwert eingeregelt, bzw. festgehalten wird. Diesen Sollwert liefert ein auf die Bildträgerfrequenz eingestellter Kreis im ZF-Teil. Vorteile des Verfahrens: Die Feinabstimmung des Kanalwählers kann entfallen, der Oszillator stimmt sich bei Frequenzänderungen durch Erwärmung, Netzspannungsänderung usw. selbst nach. Nachteile: Das Gerät stellt sich zwar automatisch auf eine bestimmte Frequenz ein, diese Abstimmung braucht jedoch durchaus nicht mit dem Abgleich auf subjektiv beste Bildqualität zusammenzufallen. Besonders bei geringen Empfangsfeldstärken ist die Wirkung der Automatik sehr umstritten, wie gelegentliche kritische Stimmen aus westdeutschen Fachzeitschriften beweisen [10]. Sehr interessant ist, daß

die westdeutsche Industrie mit ihrer Automatikabstimmung ziemlich allein steht: Nicht einmal in den USA kann sie sich durchsetzen.

Zu 2.: Die automatische Helligkeitsregelung arbeitet nach folgendem Prinzip: Ein Fotoelement an der Frontseite des Fernsehgerätes ändert seinen Widerstand in Abhängigkeit von der Helligkeit des Raumes. Diese Widerstandsänderung wird mit Hilfe eines Gleichstromverstärkers zur Änderung der Wehnelt-Katodenspannung der Bildröhre ausgenutzt und bestimmt so die Grundhelligkeit des geschriebenen Fernsehbildes. Die Automatik stellt auf alle Fälle eine technische Glanzleistung dar, über ihren praktischen Nutzwert kann man sich streiten. Ihr Vorteil: Sie verhindert eine falsche Einstellung der Grundhelligkeit durch den Besitzer des Gerätes und schont somit die Bildröhre (im allgemeinen wird zu „hell" eingestellt). Ihre Nachteile: Senderseitige Änderungen der Grundhelligkeit bei Änderung des Bildinhaltes, die in der Praxis leider auftreten, werden nicht mitgeregelt. Außerdem ist die physiologisch einwandfreie Wirkungsweise der Automatik nicht gewährleistet. Bedauerlicherweise liegen in der Literatur hierüber keine Berichte vor.

Zu 3.: Die bildinhaltunabhängige Kontrastregelung beruht auf dem Prinzip, die Regelspannung für HF- und ZF-Verstärkerröhren nicht der Richtspannung des Videodemodulators zu entnehmen (analog dem Prinzip des Schwundausgleiches beim Rundfunkempfänger), sondern in Abhängigkeit von der Amplitude der Zeilensynchronisierimpulse zu erzeugen. Die Amplitude des Synchrongemisches ist unabhängig vom jeweiligen Bildinhalt, jedoch abhängig von der Antennenspannung. Dieses Prinzip der „getasteten Regelung" bietet große Vorteile und setzt sich auch bei uns allgemein durch. (In letzter Zeit zeigt sich die Entwicklungstendenz, wieder zur bildinhaltabhängigen Kontrastregelung — allerdings in wesentlich verbesserter Form — zurückzukehren.)

Zu 4.: Unter Maßnahmen zur Verbesserung des Synchronisierzwanges verstehen wir alle Schaltungen, die a) eine Einstellung der Bild- und Zeilenfrequenz von Hand erübrigen, b) die Synchronisierung, besonders des Zeilengenerators, möglichst unempfindlich gegen etwaige parasitäre Störimpulse machen. Dazu gehören: Verbesserung des Amplitudensiebes (Störaustastung), Schwungradkreis, Phasenvergleich, Sinusgenerator mit Reaktanzstufe in der Zeilenablenkung usw. Auf diesem Gebiet wurden eine Reihe beachtlicher Schaltungen entwickelt, ohne daß die Entwicklung damit abgeschlossen ist. Auch vom VEB Rafena Werke ist hier Beachtliches geleistet worden.

Zu 5.: Diese Automatikschaltung bewirkt, daß die Höhe der Bildröhrenhochspannung unabhängig vom Strahlstrom auf einen gewissen Sollwert gehalten wird. Unter den verschiedenen prinzipiellen möglichen Schaltungen sei nur die Stromausgleichröhre im Hochspannungsteil angeführt. Vorteile: Bei Netzspannungsänderung, Strahlstromänderung (mittlere Bildhelligkeit) kann die Höchstspannung der Bildröhre nicht überschritten werden, eine unerläßliche Maßnahme für den Betrieb von 110°-Bildröhren am schwankenden Netz. Auch Bildhöhe und Bildschärfe werden unempfindlich gegen innere und äußere Einflüsse (Erwärmung). Einziger Nachteil: ein gewisser Schaltungsaufwand.

Es gilt also, sorgfältig zu differenzieren zwischen Automatikschaltungen, die einen technischen Vorteil bieten und zwischen solchen, die in erster Linie den Käufer beeindrucken sollen. In beiden Fällen ist natürlich die Arbeit des Entwicklungsingenieurs anerkennenswert. Es muß jedoch stets der Grundsatz gelten: Jede Automatik, die nicht „narrensicher" funktioniert, verfehlt ihren Zweck! Bei jeder zusätzlichen Schaltungsmaßnahme ist abzuwägen zwischen Aufwand (und potentieller Störanfälligkeit) und Nutzen. Eine Automatikschaltung ist nicht damit gerechtfertigt, daß Herr Müller einen Handgriff weniger an seinem Gerät — vielleicht — durchzuführen hat. Führen wir der Vollständigkeit halber noch an, daß man in Frankreich und England — im Gegensatz zu Westdeutschland — weniger geneigt ist, diesem Verkaufsargument nachzugeben.

Der UHF-Kanalwähler

Infolge der relativ eng beschränkten Anzahl der Senderkanäle in den Bändern I und III geht man in Ländern mit hoher Senderdichte zunehmend dazu über, den UHF-Bereich (Bänder IV/V, 435···840 MHz) für die allgemeine Fernsehempfangstechnik zu erschließen. Diese Maßnahme ist notwendig und bedarf keiner Diskussion. Die UHF-Technik benötigt einige grundsätzlich neue Bauelemente (Röhren usw.) und setzt eine hohe mechanische Präzision in der Fertigung voraus (Topfkreise usw.). Hier liegen heute in den USA und Westdeutschland bereits beachtliche Ergebnisse vor, die noch vor einigen Jahren undenkbar waren [11, 12, 13]. Es ist notwendig, daß sich unsere volkseigene Industrie forciert mit der Entwicklung auf diesem Gebiet befaßt, um bei der Inbetriebnahme der entsprechenden Sender auch ausgereifte Empfangs- und Zusatzgeräte für das Band IV/V produzieren zu können.

Weitere Schaltungsverbesserungen

Es ist nicht möglich, im einzelnen die heutigen und zukünftigen Schaltungsverbesserungen aufzuführen. In der Regel bedeutet jeder neue Gerätetyp Entwicklungsarbeit und damit Verbesserung der Schaltung des vorangegangenen Typs. Leider ist die westdeutsche Fernsehtechnik derart mit Reklameschlagworten durchsetzt, daß eine nüchterne Beurteilung von Wert und Unwert der einzelnen Neuerungen schon für den Techniker nicht immer einfach ist. Für den Laien — der ja als potentieller Käufer eines Fernsehgeräts in Frage kommt — ist es einfach unmöglich, sich auch nur annähernd ein Urteil zu bilden. Er findet in Firmenprospekten mit durchaus seriöser Aufmachung Ausdrücke wie „Zauberröhre", „goldener Tuner", „kontraststeigerndes Goldfilter". Ihm wird der einzigartige (!) Vorteil eines bestimmten Gerätes angepriesen, das über „getrennte Bild- und Tondioden verfügt". (Wir wollen uns mit dieser kleinen Auswahl begnügen.)

Obwohl auch die Mehrzahl der Menschen in Westdeutschland genau weiß, wie übertrieben marktschreierisch die kapitalistische Reklame ist — Presse, Funk und Fernsehen glossieren sie gelegentlich [14] —, fallen sie ihr doch zum Opfer. Der „objektive" Bundesbürger geht von dem Grundsatz aus, „es müsse doch etwas daran sein". Dafür zahlt er dann, und die Reklame zahlt er mit. Doch warum über die Staatsgrenze blicken? Auch auf unsere Menschen macht die Reklame „von drüben" einen gewissen Eindruck. Wie soll man anders die Tatsache erklären, daß unsere Rundfunk- und Fernsehindustrie seit Jahren jede — aber auch jede — Mode mit einer gewissen „Phasenverschiebung" mitmacht? Wir können diesen Zustand nur ändern, indem wir den Entwicklungsstand unserer nachrichtentechnischen Industrie vorantreiben. So vorantreiben, daß wir in der Lage sind, den jeweiligen Weltstand durch eigene Lösungen mitzubestimmen. Der Weg dazu ist lang und dornenreich. Aber er ist der einzig sinnvolle. Er ist so im Rahmen unseres Siebenjahrplanes vorgesehen, und es bestehen reale Möglichkeiten, um ihn erfolgreich zu beschreiten.

Literatur

[1] Der Funkausstellung zum Gruß; Radio-Fernseh-Händler 11 (1959), S. 318···322

[2] H. Lennartz: Elektronische Scharfabstimmung in Fernseh- und UWK-Rundfunkempfängern; Funk-Technik 5 (1959) S. 132···135

[3] Claus Reuber: Schaltungs-Delikatessen; radio mentor 5 (1959) S. 289···316

[4] Werner W. Diefenbach: Fernsehempfänger 1959/60, Entwicklungslinien und technische Neuerungen; Funk-Technik 11 (1959) S. 376···378

[5] Claus Reuber: Schaltungs-Delikatessen; radio mentor 8 (1959) S. 516···580

[6] K. Kröner: Stabilisierungsschaltungen für die Horizontal-Endstufe von Fernsehempfängern; Funk-Technik 23 und 24 (1959) S. 823···826 und 782···784

[7] Ing. Joachim Korn: Prinzip und Service der Philips-Bild- und Zeilen-Automatik; Funkschau 16 (1959) S. 385 und 386

[8] W. Taeger: Technische Neuerungen westdeutscher TV-Empfänger; radio und fernsehen 10 (1959) S. 305···308

[9] Neue westdeutsche TV-Empfänger; radio und fernsehen 14 (1959) S. 438···440

[10] Einige Erfahrungen mit neuen Fernsehempfängern; Funkschau 3 (1959) S. 53···56

[11] W. Taeger: UHF-Tuner in den Fernsehempfängern 1959/60; Funk-Technik 15 (1959) S. 516···519

[12] H. Bender: Messungen an Dezitunern und Dezistreifen; Funk-Technik 5 (1959 S. 137···138

[13] Hans Sutaner: Die Schaltungstechnik amerikanischer TV-Empfänger (1); radio und fernsehen 10 (1959) S. 308···310

[14] Claus Reuber: Pst! Pst! und leise: Werbeleiter werben weise; radio mentor 5 (1959) S. 298

Ing. MANFRED EBERT

Einführung in die Impulstechnik

Der folgende Beitrag erläutert lediglich einige Grundbegriffe dieses wichtigen Teilgebietes der modernen Nachrichtentechnik. Die Impulstechnik besitzt eine zunehmend größere Bedeutung. Es sei hier nur an Fernsehen, Funknavigation und allgemeine Meßtechnik erinnert. Zum Studium besonderer Fragen der Impulstechnik auf ihren zahlreichen Anwendungsgebieten sei auf die Spezialliteratur verwiesen.

Das Erzeugen und Anwenden elektrischer Impulse ist keinesfalls eine Erfindung der letzten Zeit, denn schon im Jahre 1837 wurde durch „Morse" mit seinem Telegrafen das wohl älteste Anwendungsgebiet elektrischer Impulse bekannt. Diese Telegrafen arbeiteten mit elektrischen Impulsen unterschiedlicher Breite. Seit dieser Zeit entwickelte sich die Impulstechnik zu einem modernen Verfahren der Nachrichten- und Meßtechnik und wird in sehr vielen Gebieten der Elektrotechnik angewendet. So zum Beispiel beim Fernsehen, bei der Funknavigation, der Ionosphärenforschung, der Steuerungs- und Regelungstechnik, der Nachrichtenübermittlung, in elektronischen Rechenmaschinen und in der Meßtechnik.

Zunächst wird der Begriff „Impuls" definiert. Unter einem Impuls versteht man einen rasch vorwärtsdrängenden Vorgang, der, wenn auch nur kurzzeitig und von anstoßender Wirkung, eine Änderung des im Moment vorhandenen stationären Zustandes hervorruft. In der Mechanik wird für das Produkt Masse mal Geschwindigkeit der Ausdruck Impuls gebraucht (Impulssatz). Daraus ist ersichtlich, daß in der Impulstechnik dem Wort Impuls eine wesentlich andere Bedeutung zukommt. Unter einem Impuls im elektrotechnischen Sinn versteht man den zeitlichen Verlauf einer nichtperiodischen elektrischen Leistungskomponente und spricht daher jeweils von einem Spannungs- bzw. Stromimpuls, dessen Form während einer relativ kurzen Zeit einen endlichen Wert und einer meist viel längeren Zeit (diese ist von dem später zu erwähnenden Tastverhältnis abhängig) den Wert Null besitzt. Betrachtet man nicht wie hier einen einzelnen Impuls, sondern eine sogenannte Impulsreihe, so kann gegebenenfalls dieser Vorgang auch periodisch verlaufen. Die Polarität der Impulse kann positiv oder negativ sein, obwohl bei den bekannten Anwendungsgebieten überwiegend Impulse gleicher Polarität — nicht zuletzt aus erzeugungstechnischen Gründen — zur Anwendung kommen. Die Impulsform kann dabei sehr verschiedenartig sein und stellt mathematisch durch ihre umfaßte Fläche den Energieinhalt des Impulses dar. Jede Impulsform ist stets auf die Zeitachse (Abzisse) zu beziehen. Bedingt durch die Art der Entstehung sowie des An- und Abklingens eines Impulses unterscheidet man grundsätzlich zwischen Impulsen mit stoßartigem und oszillatorischem Charakter. Die letzteren haben für die hier interessierenden Probleme keine Bedeutung. Bild 1 zeigt einen glockenförmigen Spannungs- bzw. Stromimpuls mit rein stoßartigem Charakter. Die Unterscheidung zwischen einem Gleich- und Wechselstromvorgang bei den verschiedenen Impulsformen (z. B. der Rechteckimpulse nach Bild 2) ist schwierig, da diese Impulsformen im Prinzip eine Art zerhackten Gleichstrom darstellen, aber auch den dynamischen Charakter eines Wechselstromes besitzen. Bei theoretischen Untersuchungen über das Verhalten von elektrischen Impulsen ergibt sich insofern eine Vereinfachung, da man sie entweder gleichstrommäßig als eine Art von Ein- und Ausschaltvorgängen ansehen kann oder sie sich wechselstrommäßig aus einer Überlagerung verschiedener sinusförmiger Wechselspannungen entstanden denkt (Fourierreihe)[1]). In der Impulstechnik bedient man sich — soweit möglich — sehr gern der ersteren Methode.

Nach dieser kurzen Einführung werden die wichtigsten Impulsgrundformen mit stoßartigem Charakter gezeigt. Es sind dies:

1. Glockenimpulse (Bild 1),
2. Rechteckimpulse (Bild 2),
3. Trapezimpulse (Bild 3),
4. Dreieckimpulse (Bild 4),
5. Sägezahnimpulse (Bild 5),
6. Schlangenimpulse (Bild 6).

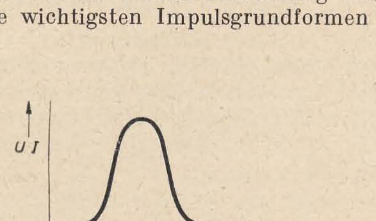


Bild 1: Glockenimpuls mit stoßartigem Charakter

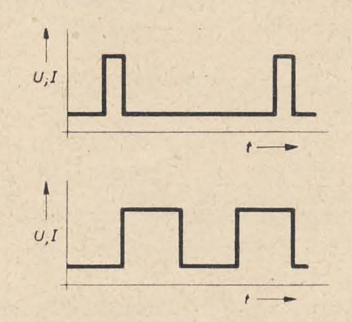


Bild 2: Rechteckimpulse

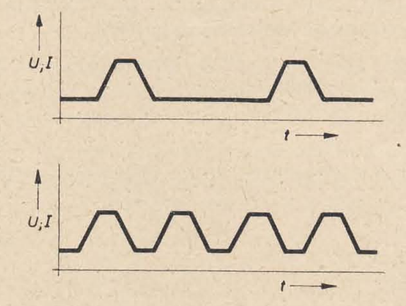


Bild 3: Trapezimpulse

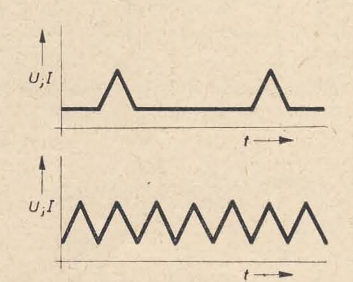


Bild 4: Dreieckimpulse

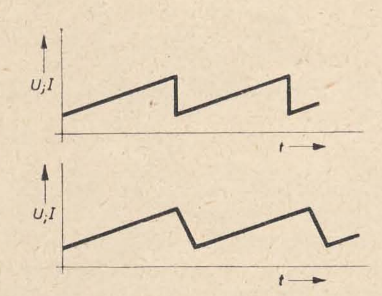


Bild 5: Sägezahnimpulse

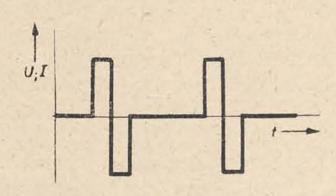


Bild 6: Schlangenimpulse

Beschäftigen wir uns zunächst mit den besonders wichtigen Rechteckimpulsen nach Bild 2.

Die Erzeugung idealer Impulse mit genau rechteckförmigen Verlauf ist nicht realisierbar. Bei der späteren Beweisführung wird dem Leser die wichtigste Untersuchungsmethode für elektrische Impulse gezeigt. Das Zustandekommen elektrischer Impulse wird dabei nur so weit erläutert, wie es unbedingt erforderlich ist.

---

[1]) Fourier, französischer Mathematiker, 1768 bis 1830.

Betrachtung der idealen Rechteckimpulse als Gleichspannungssprünge

Nehmen wir an, daß im Bild 7 der Schalter S in den verschieden gewählten Zeitpunkten t_1, t_3, t_5, t_7 usw. geschlossen und in den Zeitpunkten t_2, t_4, t_6, t_8 usw. geöffnet wird, so kann in diesem Stromkreis I_a und an $R_a U_a$, wie Bild 8 zeigt, gemessen werden. Wir unterteilen den somit entstandenen Rechteckimpuls in die Impulsvorder- und Impulsrückflanke sowie in das Impulsdach und umschreiben den Rechteckimpuls in der im Bild 8 durch Pfeile angegebenen Richtung. Charakteristische Größen dieser nicht periodischen Rechteckimpulse sind die Impulshöhe U_{max} bzw. I_{max}, die Impulsbreite t_i und das Impulsintervall t_s. Bei periodischen Rechteckimpulsreihen kommen durch Schließen und Öffnen des Schalters in gleichen Zeitabständen noch die Definitionen der Impulsfolgefrequenz f_i bzw. der Impulsperiode T_i und der Impulsverhältnisse v hinzu (Bild 9). Oftmals wird auch eine periodische oder zumindest annähernd periodische Folge von Impulsen nur mit Puls bezeichnet, was dann zu den Begriffen der Pulsfolgefrequenz, Pulsperiode usw. führt.

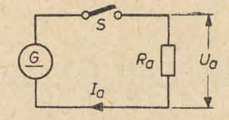


Bild 7: Schaltung zur Erzeugung von Rechteckimpulsen

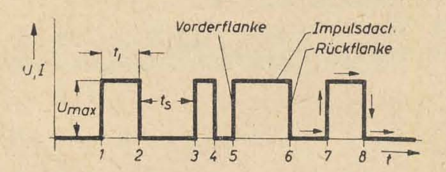


Bild 8: Willkürlich festgelegter Spannungs- und Stromverlauf in der Schaltung nach Bild 7

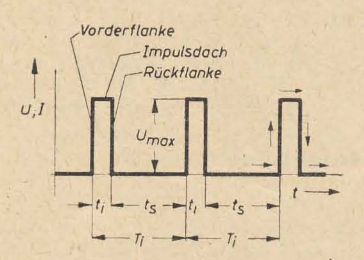


Bild 9: Kenngrößen bei periodischen Impulsreihen

Die Impulshöhe U_{max} bzw. I_{max} zeigt den Spitzenwert von Spannung und Strom an und ist somit der Scheitelwert der Impulsform. Impulse mit gleichem Scheitelwert aber unterschiedlicher Impulsform haben verschiedenen Energieinhalt. Während die Impulshöhe (und natürlich auch die Impulsfolgefrequenz f_i) für alle Impulsformen eindeutig und ohne Schwierigkeiten angegeben werden kann, ist die Impulsbreite t_i nur bei Impulsen von quadratischer und rechteckiger Form eindeutig zu erkennen. Dies trifft auch für die Impulsverhältnisse zu. Bei nichtrechteckförmigen Impulsen sind für die Bestimmung von Impulsbreite t_i und der Impulsverhältnisse v weitere Angaben und Festlegungen notwendig. Die Impulsbreite ist eine der wichtigsten Größen in der Impulstechnik. Treten Impulse wie im Bild 1 auf, so kann entweder zweckmäßigerweise die Halbwertsbreite oder der waagerechte Abstand zweier Funktionswerte eines festgelegten Bruchteiles der maximalen Impulshöhe (auch in der Verstärkertechnik wird die Bandbreite mittels des $\frac{1}{\sqrt{2}}$ fachen Betrages der Maximalamplitude definiert) als Impulsbreite t_i angesehen werden. Das Impulsintervall t_s, auch oft als Sperrzeit bezeichnet, gibt die Zeit an, die zwischen zwei aufeinanderfolgenden Impulsen vergeht. Zwischen der Impulsfolgefrequenz oder Tastfrequenz f_i, die die Anzahl der Schwingungen der Spannungs- und Stromimpulse in einer Sekunde angibt, und der Impulsperiode T_i, besteht folgender Zusammenhang:

$$f_i = \frac{1}{T_i} \quad \text{in s}^{-1}. \tag{1}$$

Gleichung (1) sagt aus, daß die Impulsfolgefrequenz der Kehrwert der Impulsperiode ist. Die Impulsbreite t_i und das Impulsintervall t_s werden wie folgt definiert:

$$t_i = T_i - t_s \text{ in s}, \tag{2}$$

$$t_s = T_i - t_i \text{ in s}. \tag{3}$$

Bei den Impulsverhältnissen unterscheidet man zwischen dem Impulsverhältnis v_i, dem Tastverhältnis v_t und dem Impulsleistungsverhältnis p. Das Impulsverhältnis v_i ist mathematisch bestimmt durch

$$v_i = \frac{T_i}{t_i}, \tag{4}$$

kann aber auch prinzipiell durch andere Verhältnisse definiert werden, die zwar beim Rechteckimpuls alle gleichwertig sind, jedoch bei anderen Impulsformen voneinander abweichen. Diese möglichen Definitionen sind:

1. Rein geometrisch als Verhältnis der Impulsperiode T_i zur Impulsbreite t_i Gleichung (4),
2. Als Verhältnis der Impulsspannung U_{max} bzw. des Impulsstromes I_{max} zu dem über der Impulsperiode T_i bestehenden Spannungs- bzw. Strommittelwert,
3. Als Verhältnis der Impulsspitzenleistung $N_{i\,max}$ zu der über der Impulsperiode T_i bestehenden Durchschnittsleistung N_i (wird später unter Impulsleistungsverhältnis bewiesen).

Setzt man nun in die Gleichungen (2, 3 und 4) die Gleichung (1) ein, so erhält man für die Praxis ohne Umrechnung:

$$t_i = \frac{1}{f_i} - t_s \quad \text{in s} \tag{2a}$$

$$t_s = \frac{1}{f_i} - t_i \quad \text{in s}, \tag{3a}$$

und

$$v_i = \frac{1}{f_i \cdot t_i}. \tag{4a}$$

Beim Erzeugen und Anwenden von Rechteckimpulsen benutzt man hauptsächlich das Tastverhältnis v_t, da es zum Beispiel das Verhältnis von Öffnungszeit zu Sperrzeit einer Röhre angibt.

$$v_t = \frac{t_i}{t_s}. \tag{5}$$

Die bei einem Tastverhältnis von $v_t = 1/1$ erzeugten Rechteckimpulse (Bild 2 unten) nennt man Mäanderimpulse.

Schließlich wird das Impulsleistungsverhältnis p durch das Verhältnis Impulsbreite zu Impulsperiode, also

$$p = \frac{t_i}{T_i} \tag{6}$$

bestimmt. Ersetzt man T_i wieder durch Gleichung (1), ergibt sich:

$$p = t_i \cdot f_i. \tag{6a}$$

Daraus geht hervor, daß das Impulsleistungsverhältnis p gleich dem Produkt aus Impulsbreite und Impulsfolgefrequenz ist. Will man also aus der Impulsspitzenleistung

$$N_{i\,max} = U_{max} \cdot I_{max} \quad \text{in W} \tag{7}$$

die Impulsdurchschnittsleistung N_i ermitteln, muß rein überlegungsmäßig das Produkt

$$N_i = N_{i\,max} \cdot p \quad \text{in W} \tag{8}$$

gebildet werden. Die Impulsspitzenleistung tritt nur während der relativ kleinen Zeit t_i auf. Andererseits ergibt sich daraus:

$$N_{i\,max} = \frac{N_i}{p} \quad \text{in W} \tag{8a}$$

bzw.

$$p = \frac{N_i}{N_{i\,max}}. \tag{8b}$$

Vergleicht man nun die Gleichungen (4) und (6) bzw. (4a) und (6a) miteinander, so sieht man, daß

$$p = \frac{1}{v_i} \tag{9}$$

ist. Durch Einsetzen dieses Ergebnisses in Gleichung (8b), ist

$$v_i = \frac{N_{i\,max}}{N_i}. \tag{10}$$

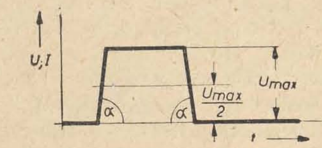


Bild 10: Rechteckimpulse nach neuer Definition

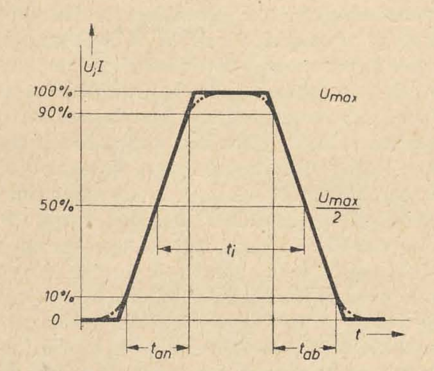
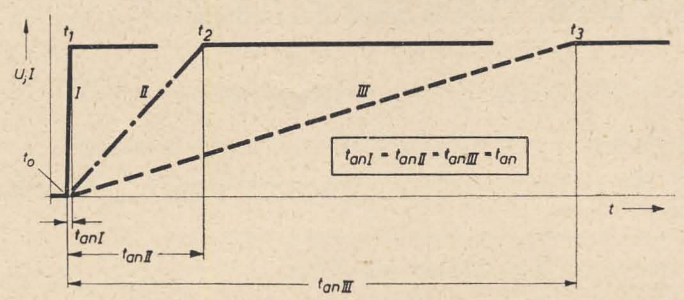


Bild 11: Definition der Flankenanstiegs- und Flankenabfallszeit

Bild 12: Die von einem Breitbandoszillografen wiedergegebene Vorderflanke eines Rechteckimpulses in Abhängigkeit von der Zeitablenkfrequenz



Die vorstehende Gleichung zeigt die beim Impulsverhältnis v_i erwähnte dritte Definition.

Bei den bisherigen Betrachtungen wurde angenommen, daß der Spannungs- bzw. Stromsprung von Null auf U_{max} bzw. I_{max} (Bilder 8 und 9) unendlich schnell und somit in der Zeit $t = 0$ ausgeführt wird. Dies ist in der Praxis keinesfalls möglich. Demzufolge werden die Vorder- und Rückflanken der Impulse nie senkrecht, sondern stets schräg wie etwa im Bild 10 verlaufen. Die Größe des Winkels, der von der Impulsflanke und der Nullachse eingeschlossen wird, ist in unserem Fall hauptsächlich von der bei sämtlichen Schaltelementen mehr oder weniger vorhandenen schädlichen Kapazitäten gegen Masse abhängig. Damit wären wir bei den Trapezimpulsen angelangt und müssen eine weitere notwendige definitive Erweiterung bzw. Festlegung vornehmen. Sind nämlich bei den Trapezimpulsen die Summen der Flankenanstiegs- und Flankenabfallszeiten $\leq 10\%$ der jeweiligen Impulsbreite t_i, so bezeichnet man diese noch als Rechteckimpulse. Die jetzt nach dieser Auslegung für Rechteckimpulse neu hinzukommenden Begriffsbestimmungen sind:

a) Die Flankenanstiegszeit t_{an}, die von 10 bis 90% und die Flankenabfallszeit t_{ab}, die von 90 bis 10% der Impulshöhe U_{max} bzw. I_{max} nach Bild 11 zu messen ist. Dies ist notwendig, da in der Praxis der Übergang von der Nullachse zur Impulsflanke und von der Impulsflanke zum Impulsdach sowie umgekehrt nicht exakt eckig, sondern abgerundet verläuft. Im Bild 11 ist der Übergang gestrichelt angedeutet. Die Abrundung der Impulsflanke wird im weiteren vernachlässigt.

b) Die Impulsbreite t_i, sie wird bei der halben Impulshöhe festgelegt und hängt somit von t_{an} und t_{ab} ab (Bild 11).

Oszillografiert man diese Rechteckimpulse mit einem Breitbandoszillografen, so hängt die auf dem Leuchtschirm zu messende Flankenanstiegs- und -abfallzeit von der zur Zeit eingestellten Zeitablenkung und eventuell noch vom Grad der Zeitachsendehnung ab. Bild 12 zeigt (bei unterschiedlich gewählter Zeitablenkung) eine oszillografisch wiedergegebene Vorderflanke eines Impulses. Die Flankenanstiegszeit t_{an} besitzt jedesmal den gleichen Wert. Nehmen wir die Amplitude der Zeitablenkung des verwendeten Oszillografen entsprechend Bild 12 von t_0 bis t_3 an und bezeichnen weiter die für diese Strecke vom Zeitablenkteil benötigte Zeit mit t_x, so gilt unter Beibehaltung des im Bild 12 gewählten Maßstabes etwa

für Kurve I: $t_{xI} = t_{an} \cdot \frac{t_3}{t_1}$ in s (11)

(Zeitablenkfrequenz um ein Vielfaches niedriger, da $\frac{t_3}{t_1} \approx \frac{135}{1}$ ist),

für Kurve II: $t_{xII} = t_{an} \cdot \frac{t_3}{t_2}$ in s (11a)

(Zeitablenkfrequenz geringfügig niedriger, da $\frac{t_3}{t_2} \approx \frac{3,75}{1}$ ist) und schließlich

für Kurve III: $t_{xIII} = t_{an}$ in s (11b)

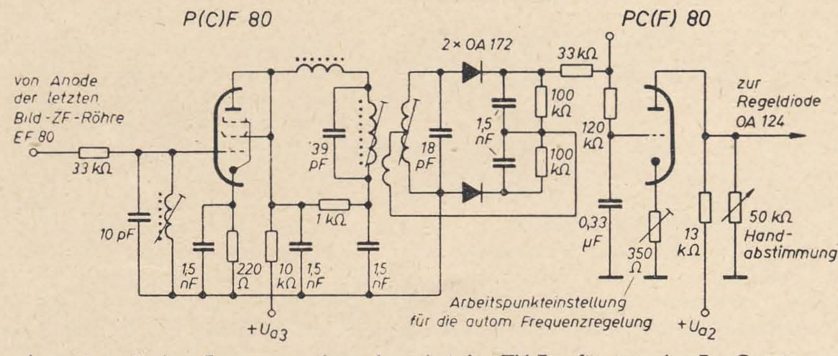
(Zeitablenkung gleich, da $\frac{t_3}{t_3} = 1$ ist).

Stehen Zeitmarken zur Verfügung, so können die Flankenanstiegs- und -abfallzeiten unabhängig von der gewählten Zeitablenkfrequenz und der Dehnung einwandfrei bestimmt werden.

Automatische UHF-Scharfabstimmung im Fernsehempfänger

Die TV-Empfänger des Vorjahres der Fa. Graetz waren bereits mit einer Abstimmautomatik für den Empfang der Band I/III-Sender ausgerüstet (VHF-Abstimmautomatik). Die Automatik läßt sich ohne Schwierigkeiten auch auf die Scharfabstimmung bei UHF-Empfang ausdehnen. Die Einrichtung enthält eine ZF-Trennröhre [P(C)F 80] mit einem darauf folgenden Diskriminator (2×OA 172), dessen Eingangskreis auf die Bildträger-ZF 38,9 MHz abgestimmt ist. Zur Erzielung einer möglichst großen Regelsteilheit folgt auf den Diskriminator noch eine Gleichspannungsverstärkerstufe [PC(F) 80]. Die verstärkte Gleichspannung steuert den Innenwiderstand einer Regeldiode (OA159 bzw. OA 124), die über einige Kondensatoren parallel zum Oszillatorkreis (VHF- bzw. UHF-Oszillator) liegt. Je nach der vorliegenden Frequenzabweichung ergibt sich ein mehr oder weniger großer Strom durch die betreffende Diode und dadurch eine stärkere bzw. schwächere Ankopplung der frequenzbestimmenden Kondensatoren. Die Diode OA 159 bewirkt die automatische Frequenznachregelung bei VHF-Empfang. Beim UHF-Tuner ist in gleicher Weise eine Diode vom Typ OA 124 parallel zum Oszillatortopfkreis geschaltet. Beim Umschalten des Empfängers durch Tastendruck auf UHF-Empfang wird die Nachsteuerspannung der Abstimmautomatik auf gleiche Weise wie beim VHF-Empfang erzeugt, aber jetzt zur Nachstimmung des UHF-Tuners herangezogen. Wegen der Durchstimmbarkeit des UHF-Tuners von 470 bis 790 MHz (320 MHz = 40 Kanäle mit je 8 MHz Breite) kann die Automatik bei ungenauer Vorabstimmung mit der Hand sowohl auf den Bildträger als auch auf den Tonträger ansprechen. Für den Fall der (falschen) Abstimmung auf den Tonträger ist aber sowohl das empfangene Bild wie auch der Ton qualitätsmäßig schlecht, so daß man nach einiger Übung richtig auf den Bildträger bzw. in dessen Nähe mit der Hand abstimmen wird. Die Automatik zieht alsdann die Abstimmung sofort und exakt auf den richtigen Wert.

tae



Schaltung der automatischen Frequenznachregelung bei den TV-Empfängern der Fa. Graetz



Schwarzwerthaltung und Brummerscheinungen beim „Derby"

Das Fernsehgerät „Derby" der RAFENA-Werke verwendet in der Videoendstufe die Röhre ECL 82 ohne Gittervorspannung. Beim Betrieb ohne Gittervorspannung kann der Anodenruhestrom bei gegebenem Außenwiderstand und gegebener Betriebsspannung nur noch durch die Schirmgitterspannung eingestellt werden. Durch die angewendete Schaltung ergeben sich einige Schwierigkeiten. Zur Einführung soll anhand des Bildes 1 folgendes betrachtet werden:

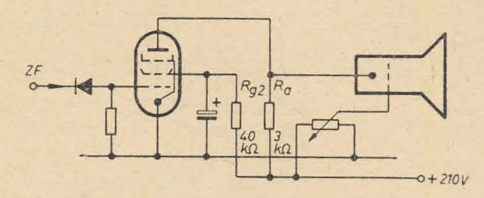


Bild 1: Prinzipschaltbild der Videoendstufe des „Derby"

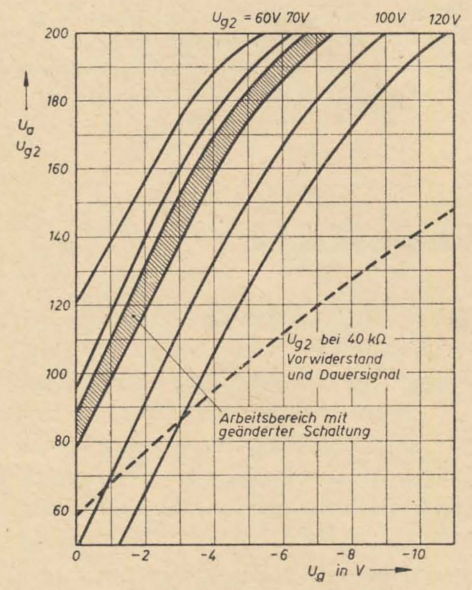


Bild 2: U_a-U_g-Kennlinien der ECL 82 mit $R_a = 3\,k\Omega$. Änderung der Schirmgitterspannung bei Änderung der mittleren Bildhelligkeit

Der ohmsche Außenwiderstand liegt auf Grund von Wechselspannungsbetrachtungen, die hier nicht erörtert werden sollen, mit 3 kΩ fest, um den notwendigen Frequenzbereich der Videoendstufe zu erhalten. Zur Aussteuerung einer 30-cm-Bildröhre, wie sie normalerweise im „Derby" vorhanden ist, werden etwa 40 V_{ss} benötigt; für die 43-cm-Bildröhre etwa 60 V_{ss}. Die maximale Spannung an der Anode wird bei Anodenstrom Null erreicht und ist gleich der Betriebsspannung von etwa 210 V. Diese hohe Spannung steuert die Bildröhre dunkel (Negativmodulation — volle Aussteuerung der Endröhre). Bei einem Eingangssignal, welches dem Weißpegel entspricht (10% der vollen Aussteuerung), muß nun ein Anodenstrom fließen, der an dem 3-kΩ-Außenwiderstand unter Berücksichtigung der überlagerten Synchronimpulse einen Spannungsabfall von mindestens 80 V erzeugt, das sind 26,6 mA. Es steht dann an der Anode eine Spannung von 130 V, wie im Schaltbild angegeben.

Nun ist aber eine Steuerung des Anodenstromes bis zum Wert Null nur bei Inkaufnahme von Gradationsverzerrungen möglich. Die Ergebnisse der Messungen zeigt Bild 2 sehr deutlich, und zwar ist die Abhängigkeit der Anodenspannung, die schließlich die Bildröhre steuert, von der Eingangsspannung dargestellt. Die Krümmung der Kennlinie bei hohen Anodenspannungen deutet auf starke Gradationsverzerrungen im dunklen Bereich hin. Selbstverständlich treten diese Verzerrungen sichtbar nur bei Verwendung der 43-cm-Bildröhre auf; denn nur sie erfordert zur vollen Aussteuerung 60 V_{ss}.

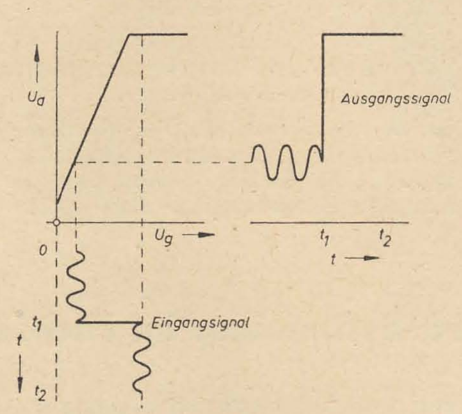


Bild 3: Übertragung der DF bei Übersteuerung der Endstufe

In der Praxis wird dieser hohe Kontrast selten eingestellt, so daß eine geringere Spannung von etwa 40 bis 50 V_{ss} genügt. Berücksichtigen wir aber noch die Synchronimpulse, die schließlich ebenfalls übertragen werden müssen, so erhalten wir doch eine Aussteuerung von 54 bis 67 V_{ss}.

Nach dieser Einleitung sollen zunächst die beim „Derby" häufig beobachteten Brummerscheinungen untersucht werden. Sie liegen oft nicht im evtl. falschen Abgleich des ZF-Verstärkers (Tontreppe), sondern in der in der Endstufe auftretenden Modulation der Ton-Differenzfrequenz mit den Bild-Synchronimpulsen (50 Hz) begründet. Betrachten wir dazu Bild 3, in welchem die U_a-U_g-Kennlinie mit idealisiertem Knick dargestellt ist. Es ist ein Eingangssignal mit einer überlagerten Wechselspannung (der Ton-DF) gezeigt. Die DF wird zwar bei geringer Aussteuerung während der Zeit t_1 einwandfrei übertragen, geht aber von t_1 bis t_2 wegen der Übersteuerung völlig verloren. Für eine gegenseitige Modulation braucht es nun nicht einmal so weit zu kommen. Es genügt, wenn die U_a-U_g-Kennlinie ihre Steilheit ändert; je nach der Größe dieser Steilheitsänderung, der Kennlinienkrümmung also, ist die Modulation der DF mit dem Bildinhalt mehr oder weniger groß. Als Bildinhalt wirken praktisch nur die Synchronimpulse, da sie die höchste Aussteuerung verursachen.

Bei mittlerem Bildinhalt sieht es nun allerdings in der Praxis etwas günstiger aus. Durch die negative Vorspannung während eines Bildes mittlerer Helligkeit wird auch der Schirmgitterstrom heruntergesteuert, die Spannung am Schirmgitter steigt an. Damit arbeiten wir auf einer neuen Kennlinie (Bild 2) mit höherer Schirmgitterspannung und kommen bei größtem Eingangssignal nicht oder nur wenig in den gekrümmten Teil. Die Röhre kann jetzt eine größere Spannung unverzerrt abgeben. Wegen der Zeitkonstante am Schirmgitter (infolge des Elektrolytkondensators) bleibt die Spannung am Schirmgitter bei gleicher mittlerer Bildhelligkeit während der Aussteuerung erhalten. Ein anderer, sehr unerwünschter Effekt schleicht sich dadurch ein: Bei Übertragung sehr heller Bilder (Zeit 0 bis t_1, Bild 4) mit einzelnen kurzen Schwarzwerten, ist der Schwarzwert auf dem Bildschirm (Gleichspannung an der Anode der Videoendröhre) ein anderer als bei den gleichen Schwarzwerten vor einem etwas dunkleren Hintergrund (Zeit t_2 bis t_3). Zwischen t_1 und t_2 hat sich die Schirmgitterspannung entsprechend dem gestiegenen mittleren Bildinhalt erhöht, und die Aussteuerung erfolgt auf Kennlinie 2. Der gleiche Schwarzwert im Eingangssignal ist auf dem Schirm weniger dunkel — der entsprechend dem gestiegenen mittleren Pegel

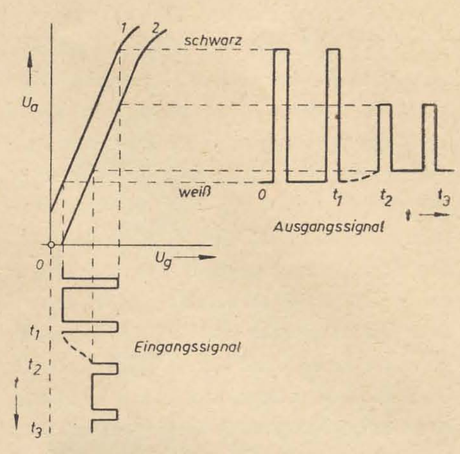


Bild 4: Änderung des Schwarzwertes bei Änderung der mittleren Bildhelligkeit infolge gleitender Schirmgitterspannung

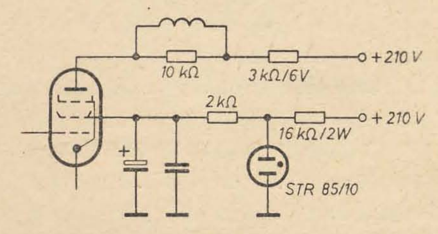


Bild 5: Schaltungsänderung am Schirmgitter der Videoendstufe

dunklere Hintergrund ist gar nicht viel dunkler als vorher der Weißwert. Enthält das Signal entsprechend t_2 bis t_3 evtl. kurze weiße Stellen, so erscheinen diese sehr grell, ohne Gradation und unscharf, da die Bildröhre sehr hohe Ströme liefern muß. Bei dem Signal bis t_2 wird eine Bildmodulation im Ton hörbar sein; denn wir steuern in dem gekrümmten Teil der Kennlinie 1. Damit ist die Abhängigkeit des Bildbrumms vom mittleren Bildinhalt erklärt. Es sei noch erwähnt, daß der „Derby" keinen Begrenzer enthält und daher gegen Modulationsbrumm besonders empfindlich ist.

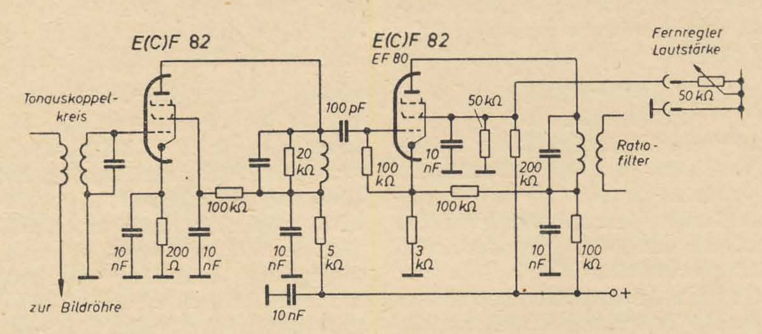


Bild 6: Schaltung des DF-Verstärkers mit zusätzlicher Vorstufe, Begrenzer und Lautstärkefernregler

Abhilfe kann auf einfache Weise geschaffen werden: In das freie Loch neben der letzten Röhre des ZF-Verstärkers wird ein siebenpoliger Miniatursockel eingebaut und ein Stabilisator STR 85/10 eingesetzt. Die Schaltung zeigt Bild 5. Die Schirmgitterspannung ist dadurch stabil, und der eingestellte Schwarzwert bleibt unabhängig vom Bildinhalt erhalten. Ein Stabilisator mit einer Brennspannung von 70 bis 75 V würde den 2-kΩ-Vorwiderstand ersparen, ist jedoch leider nicht handelsüblich (der max. Querstrom muß 10 mA sein!). Die Änderung der Schirmgitterspannung ist jetzt so klein, daß sie ohne praktische Wirkung bleibt. Um die Modulation der DF zu vermeiden, ist die Schirmgitterspannung auf 75 V festgelegt worden, wodurch die Anodenruhespannung etwa 100 V beträgt. Im Bild 2 ist die sich aus der Schaltung nach Bild 5 ergebende Kurve eingetragen. Sie ist weitgehend linear. 80 bis 90 V_{ss} können nahezu unverzerrt abgegeben werden. Der 3-kΩ-Außenwiderstand muß gegen einen 6-W-Typ ausgewechselt werden.

Wer noch ein übriges tun will, kann in die vorhandenen freien Chassislöcher vor dem DF-Verstärker das Filter BV. 855-014 und eine Novalfassung einsetzen. In die Fassung wird eine ECF 82 gesetzt und der Pentodenteil nach Bild 6 als DF-Verstärker geschaltet. Die vorhandene DF-Stufe wird als Begrenzer benutzt. Die bisher vorhandene Impulsabtrennstufe muß mit der neuen ECF 82 aufgebaut werden, weil sich sonst durch die Verkopplung der beiden in einem Kolben befindlichen Systeme und der jetzt wesentlich höheren Verstärkung Schwingneigung ergibt. Als Begrenzer kann man auch eine EF 80 verwenden.

Neben den geschilderten Ursachen gibt es noch weitere für störenden Brumm:

Einmal ist die Abschirmung der NF-Leitung vom Ratio-Detektor zum Lautstärkeregler an zwei weit auseinanderliegenden Punkten mit dem Chassis verbunden. Es ergibt sich dadurch eine Erdschleife über die die 50-Hz-Bildkippfrequenz auch bei zugedrehtem Lautstärkeregler in den NF-Verstärker gelangt. Zur Abhilfe muß der Erdpunkt in der Nähe des Bildkippausgangstrafos aufgetrennt und die Abschirmung gut isoliert werden. Die Erdung der Abschirmung darf nur am Ratio-Detektor erfolgen (an der EABC 80).

Eine andere Brummursache liegt in der veränderlichen Amplitudenbegrenzung im Ratio-Detektor bei angeschlossenem Fernregler begründet. Die Eigenbegrenzung des Demodulators wird mit dem Regler R_{44} möglichst maximal eingestellt. Parallel zu diesem liegt aber der Fernregler für die Lautstärke. Bei Veränderung der Lautstärke mit diesem geht also die optimale Amplitudenbegrenzung verloren und bei vorhandener AM stört diese dann mehr oder weniger. Mit der vielfach angewendeten Fernregelung der Lautstärke durch Veränderung der Schirmgitterspannung des Begrenzers kann man dies nicht nur ausschalten, sondern sogar ins Gegenteil umkehren: Die Begrenzung wird bei verringerter Lautstärke nicht schlechter, sondern infolge der verringerten Schirmgitterspannung besser. Durch die Schaltung im Bild 6 wird noch ein weiterer Vorteil erzielt: Die Lautstärke kann auch mit dem Fernregler bis auf Null verringert werden, was sonst nicht der Fall ist.

Eine weitere Ursache für 50-Hz-Brumm ist rein akustischer Art und wurde bereits im Testbericht in radio und fernsehen 14 (1958) erwähnt: Das Geräusch des Bildkippausgangstrafos. Dieses ist, wie bereits dort vermutet, durch Verkleben mit Epoxydharz zu beseitigen.

Bei dem geänderten TV-Empfänger „Derby" treten beim Betrieb mit der 43-cm-Bildröhre (also großer Aussteuerung der Endstufe) außer den durch starke Übermodulation (Bildträger kleiner als 10%) bedingten, keine Brummstörungen auf. Auch die durch zu geringen Weißwert verursachten Störungen werden durch verbesserte Begrenzung stark verringert. Die Schwarzpegelhaltung ist einwandfrei und die Gradation verbessert.

A. Tolk

Keine Zeilensynchronisation

Bei einem „Dürer" war keine Zeilensynchronisation zu erzielen, das Bild war schlierenförmig verzerrt und verschoben. Nur bei ganz schwach eingestelltem Kontrast stand das Bild einwandfrei.

Da die Bildsynchronisation in Ordnung war, fiel der Verdacht auf den Zeilengenerator und die Phasenvergleichsstufe. Röhrenwechsel blieb ohne Erfolg. Bei der Untersuchung der in Frage kommenden Teile — Spulen, Kondensatoren und Widerstände — war aber kein Fehler zu entdecken.

Bei der weiteren Fehlersuche im Amplitudensieb ergab sich durch die Spannungsmessung, daß am Steuergitter des Pentodensystems der ECL 81 nur eine Spannung von etwa 1 V anstelle der sonst dort gemessenen 0 bis — 20 V vorhanden war, je nach Stellung des Kontrastreglers (Meßwerk: 20 kΩ/V).

Die Prüfung des Koppelkondensators C_{85} ergab, daß er Feinschluß hatte und die Gittervorspannung des Amplitudensiebes herabsetzte. Nach dem Auswechseln des Kondensators arbeitete das Gerät wieder einwandfrei.

In radio und fernsehen 12 (1959) wurde ein Hinweis zum Austausch des Hochspannungsventils beim TV „Rembrandt" gebracht.

Hierzu möchte ich bemerken, daß in den meisten Fällen ein Vorwiderstand für die Heizung der Röhre DY 86 erforderlich ist, dessen Größe je nach der Leistung der Zeilenendstufe und der Güte des Kernes des Zeilentrafos zwischen 0,5 Ω und 1,6 Ω schwankt.

R. Sammler



Kofferempfänger „puck"

Beim „puck" handelt es sich um einen Kleinreisesuper mit fünf Kreisen vom VEB Funkwerk Halle. Dieses Gerät ist sowohl für Batteriebetrieb als auch für Netzbetrieb zu verwenden. Um das Gerät an das Netz anzuschließen, ist der bereits bekannte Netzteil vom Kofferempfänger „Sylva" erforderlich. Gegenüber „Sylva" ist es beim „puck" nicht mehr nötig, die Anodenbatterie abzuschalten, was eine wesentliche Erleichterung beim Bedienen des Gerätes darstellt. Im Normalfall wird der Empfänger kaum über vier Stunden täglich in Betrieb sein. Bei dieser Betriebszeit ergab sich, daß ein merkliches Nachlassen der Batterien erst nach etwa 72 Stunden eintrat. Die Ausgangsleistung des Gerätes reicht vollkommen aus und ermöglicht auf Grund der vorhandenen Leistungsreserve einen qualitativ guten Empfang. Auf die Trennschärfe wurde besonderer Wert gelegt. Überlagerungen, die häufig bei Geräten älteren Typs auftraten, konnten nicht festgestellt werden. Die Abstimmung erfolgt mit einem Zweifachdrehko. Hierzu ist allerdings zu sagen, daß sich bei Druck auf die Abstimmskala ein Verstimmen in der Form bemerkbar macht, daß der gerade eingestellte Sender nicht mehr hörbar ist, dafür aber einer der Nachbarsender. Die Ursache ist in der Lagerung des Drehkondensators zu suchen. Die eingebaute Ferritantenne ermöglicht in gewissen Grenzen einen Richtempfang. Das Chassis des Gerätes ist in einem Meladurgehäuse eingebaut, das in den Farben rot, grün und blau geliefert wird. Das geschmackvolle Äußere und die Kleinheit des Gerätes sowie seine Leistungsfähigkeit werden dazu beitragen, ihm viele Liebhaber zu finden.

Kla-

Ing. O. ORLIK

Theoretische Grundlagen der Frequenzmodulation

Unter Frequenzmodulation versteht man eine derartige Beeinflussung einer Wechselgröße, daß ihre Frequenz bei konstanter Amplitude periodisch um einen Mittelwert schwankt. Eine frequenzmodulierte Spannung kann man zum Beispiel mit der im Bild 1 gezeigten Schaltung erzeugen, die einen selbsterregten Röhrengenerator zeigt, zu dessen Kapazität C_0 ein Kondensatormikrofon parallelgeschaltet worden ist. Beim Beschallen des Kondensatormikrofons ändert sich dessen Kapazität.

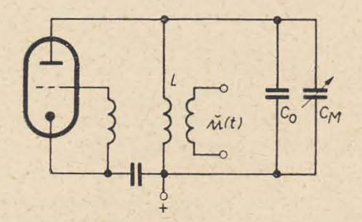


Bild 1: Selbsterregter Röhrengenerator, C_M = Kondensatormikrofon

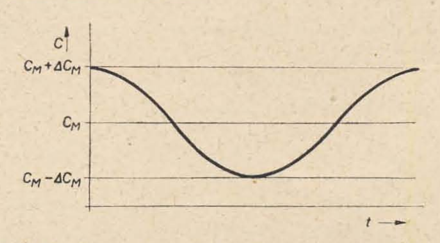


Bild 2: Abhängigkeit der Kapazität des Kondensatormikrofons C_M von der akustischen Wechselgröße $A \cdot \cos \omega_N \cdot t$

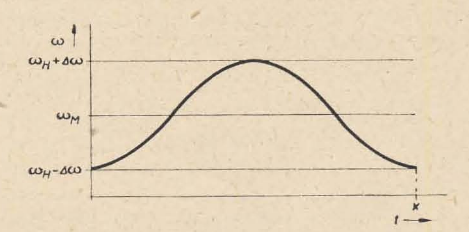


Bild 3: Abhängigkeit der Generatorfrequenz von der Kapazität C_M

Die Schaltung im Bild 1 hat nur symbolische Bedeutung, da sie lediglich für geringe Leistung verwendbar ist (z. B. Amateursender). Für größere Leistungen werden Schaltungen mit Reaktanzröhren benutzt.

Wird das Kondensatormikrofon im Bild 1 mit einer akustischen Wechselgröße $A \cdot \cos \omega t$ beschallt, so ist die Kapazität des Kondensatormikrofons eine Funktion dieser Wechselgröße (Bild 2).

Die Änderung der Kapazität des Kondensatormikrofons hat erwartungsgemäß auch einen Einfluß auf die durch den Generator erzeugte Frequenz. Im Ruhezustand wird die Frequenz

$$f_H = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_0 + C_M)}} \quad (1)$$

erzeugt.

Beim Beschallen des Kondensatormikrofons erzeugt der Generator die Frequenz

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_0 + C_M \pm \Delta C_M)}}. \quad (2)$$

In Gleichung (2) ist ΔC_M eine Funktion der akustischen Wechselgröße, also zeitabhängig.

Die Differenz zwischen den beiden angeführten Frequenzen f_H und f wird als Frequenzhub bezeichnet, oder anders ausgedrückt, die Frequenz zu dem Zeitpunkt t ist

$$f_t = f_H \pm \Delta f,$$

worin Δf der Frequenzhub ist.

Bild 3 zeigt die Abhängigkeit der modulierten Frequenz von der akustischen Wechselgröße $A \cdot \cos \omega t$.

Zusammenfassend kann man sagen, daß die akustische Größe in eine elektrische Größe umgewandelt worden ist. Im Gegensatz zur Amplitudenmodulation enthält bei der Frequenzmodulation nicht die Amplitude die Information, sondern die Frequenz. Hier zeigt sich schon der bedeutendste Vorteil der Frequenzmodulation. Eine Beeinflussung der Amplitude hat unter bestimmten Umständen keine Verstümmelung der Information zur Folge, d. h. eine FM-Übertragung ist in großem Maße unempfindlich gegen Störungen.

Es soll nun zur mathematischen Behandlung der Frequenzmodulation übergegangen werden.

Für die Winkelgeschwindigkeit $2\pi \cdot \Delta f$ wird der Ausdruck $\Delta\Omega$ eingeführt. Die Funktion im Bild 3 kann auch in Zeigerdarstellung betrachtet werden (Bild 4).

Im unmodulierten Zustand des Trägers würde die Winkelgeschwindigkeit $\omega = \omega_H$ sein und nach der Zeit t den Winkel α zurückgelegt haben. Ist der Träger frequenzmoduliert, so muß die Lage des Frequenzhubes zur selben Zeit t berücksichtigt werden. Hierzu betrachten wir die Winkelgeschwindigkeit ω bei $t = x$ im Bild 3. Zu diesem Zeitpunkt ist die Winkelgeschwindigkeit geringer und kann nicht in derselben Zeit t den Winkel α im Bild 4 zurücklegen. Die Lage des Zeigers ist durch $\omega_H - \Delta\Omega$ gekennzeichnet. Bei einer größeren Winkelgeschwindigkeit $\omega = \omega_H + \Delta\Omega$ würde der Zeiger gegenüber ω_H voreilen. Man kann also sagen, daß der Zeiger schneller oder langsamer — bezogen auf ω_H — rotiert.

Es läßt sich jetzt schreiben:

$$\omega = \omega_H + \Delta\Omega(t). \quad (3)$$

Wir führen nun für $\Delta\Omega(t) = -\Delta\hat{\Omega} \cdot \sin \omega_N \cdot t$ ein.

Hierin ist ω_N die Winkelgeschwindigkeit der nachrichtentechnischen Information, mit der das Kondensatormikrofon beschallt wird. Der Ausdruck $\sin \omega_N \cdot t$ ist zur weiteren besseren mathematischen Behandlung eingeführt worden. Damit ergibt sich für

$$\omega = \omega_H - \Delta\hat{\Omega} \cdot \sin \omega_N \cdot t. \quad (4)$$

Für die im Bild 1 erzeugte modulierte HF-Spannung kann man schreiben:

$$\mathfrak{u}_{HN} = \mathfrak{u}(t) = \hat{\mathfrak{u}}_H \cdot \cos \omega t$$
$$= \hat{\mathfrak{u}}_H \cdot \cos[\omega_H + \Delta\Omega(t)] \cdot t. \quad (5)$$

Setzt man Gleichung (4) in Gleichung (5) ein, so begeht man einen Fehler. Bei einer konstanten Winkelgeschwindigkeit würde man durch Multiplikation von ω und t den durch den Zeiger zurückgelegten Winkel α erhalten. Da aber in Gleichung (5) ω nicht konstant ist, muß auf eine andere Art diese wechselnde Winkelgeschwindigkeit (Bild 5) beherrscht werden. Im Bild 5 ist

$$t_1 = t_2 = t_3 = t_4.$$

Ferner ist zu ersehen, daß der Zeiger innerhalb gleicher Zeitabschnitte verschiedene Winkel zurückgelegt hat, außerdem, daß eine Multiplikation von ω und t nicht möglich ist, da ω zu jeder Zeit einen anderen Wert annimmt. Um nun doch die modulierte Spannung gleichungsmäßig klar darzustellen, wird ein kleiner Kunstgriff angewendet. Man läßt die Zeitabschnitte unendlich klein werden, wobei kein Unterschied zwischen den Winkeln mehr festzustellen ist. Eine Multiplikation von ω und Δt kann somit vorgenommen werden. Durch Summierung dieser kleinen Winkel erhält man den tatsächlich zurückgelegten Winkel innerhalb einer Zeit t.

Man kann also schreiben:

$$\Delta\alpha = \omega \cdot \Delta t$$
$$= \omega_H \cdot \Delta t - \Delta\hat{\Omega} \cdot \sin \omega_N t \cdot \Delta t.$$

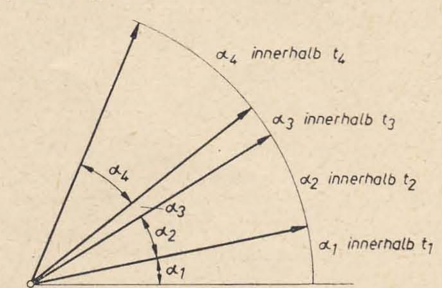


Bild 4: Zeigerdarstellung der Abhängigkeit der Generatorfrequenz von der Kapazität C_M

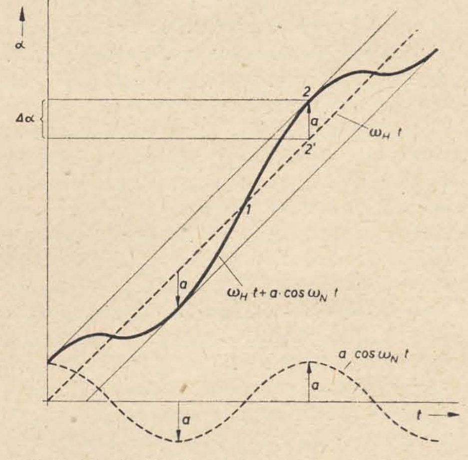


Bild 5: Der zurückgelegte Winkel α in Abhängigkeit von der Zeit t

Bild 6: Grafische Summierung der Funktionen $\omega_H \cdot t$ und $a \cdot \cos \omega_N \cdot t$

Den Gesamtwinkel erhält man durch Summierung der Winkel $\Delta\alpha$.

$$\sum_{0}^{\alpha} \Delta\alpha = \lim_{\Delta t \to 0} \sum_{0}^{t} \omega_H \cdot \Delta t - \lim_{\Delta t \to 0} \sum_{0}^{t} \Delta\hat{\Omega} \cdot \sin\omega_N t \cdot \Delta t.$$

Für den Grenzwert dieser Summe schreibt man:

$$\int d\alpha = \int_0^t \omega_H \cdot dt - \int_0^t \Delta\hat{\Omega} \cdot \sin\omega_N t \cdot dt. \quad (6)$$

Nach Auflösung der Gleichung (6) erhält man:

$$\alpha = \omega_H \cdot t + \frac{\Delta\hat{\Omega}}{\omega_N} \cdot \cos\omega_N \cdot t = \omega \cdot t. \quad (7)$$

Für einen beliebigen Zeitpunkt wird damit die modulierte HF-Spannung aus Gleichung (5):

$$\mathfrak{u}_{HN} = \mathfrak{u}(t) = \hat{\mathfrak{u}}_H \cdot \cos\left(\omega_H \cdot t + \frac{\Delta\hat{\Omega}}{\omega_N} \cdot \cos\omega_N \cdot t\right). \quad (8)$$

Der Unterschied zu Gleichung (5) besteht darin, daß der Klammerausdruck nicht mehr mit der Zeit multipliziert werden braucht.

Der Faktor $\frac{\Delta\hat{\Omega}}{\omega_N}$ aus Gleichung (8) bedarf noch einer Deutung. Da dieser Faktor konstant ist, wird er mit a bezeichnet. Eine Funktion läßt sich am vorteilhaftesten mittels einer grafischen Darstellung deuten. Es soll nun die Funktion

$$\alpha = \omega_H \cdot t + a \cdot \cos\omega_N \cdot t \quad (9)$$

untersucht werden.

Die grafische Darstellung der Funktion $\alpha(t)$ zeigt Bild 6. Die Abszisse gibt die Zeit t an. Im Koordinatensystem wird zuerst $\omega_H \cdot t$ eingetragen. Da ω_H konstant ist, erfährt die Gerade $\omega_H \cdot t$ durch die Zeit t eine gleichmäßige Vergrößerung. Der zweite Summand in Gleichung (9), $a \cdot \cos\omega_N \cdot t$, ist eine cos-Funktion mit der Amplitude a. Nach Gleichung (9) ist zur Ermittlung der Funktion $\alpha = \omega_H \cdot t + a \cdot \cos\omega_N \cdot t$ im Bild 6 eine grafische Summierung der beiden Kurven $\omega_H \cdot t$ und $a \cdot \cos\omega_N \cdot t$ vorgenommen worden.

Aus Bild 6 ist zu entnehmen, daß der Faktor $a = \frac{\Delta\hat{\Omega}}{\omega_N}$ den Teil eines Winkels darstellt. Es ist also am Punkt 2 gegenüber dem Punkt 1 zu einer Vergrößerung des Winkels gekommen, die nicht durch die zunehmende Zeit verursacht wurde; denn sonst wäre Punkt 2' erreicht worden.

Der Punkt 2' kann mit $\cos\alpha$ bezeichnet werden und Punkt 2 mit $\cos(\alpha + \Delta\alpha)$. Es liegt also am Punkt 2 ein Phasensprung vor.

In der Elektrotechnik schreibt man hierfür im allgemeinen

$$\cos(\omega t + \varphi),$$

worin φ den Phasenhub darstellt und mit $\Delta\alpha$ identisch ist.

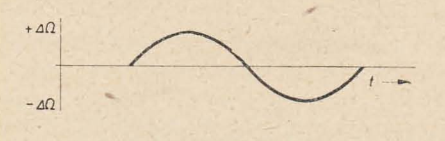
Da nach Bild 6

$$a = \Delta\alpha$$

ist, kommt man zu der Erkenntnis, daß der Faktor $a = \frac{\Delta\hat{\Omega}}{\omega_N}$ der Phasenhub der Frequenzmodulation ist, der mit steigendem Frequenzhub größer wird und mit größer werdender Frequenz der nachrichtentechnischen Information fällt.

Der Modulationsgrad der Frequenzmodulation, dem wenig Bedeutung zukommt, wird durch Gleichung (10) definiert.

$$m = \frac{\Delta\hat{\Omega}}{\omega_H} \quad (10)$$



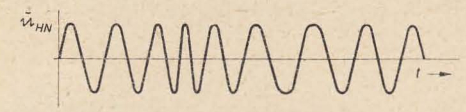


Bild 7: Zeitlicher Verlauf der frequenzmodulierten Spannung in Abhängigkeit vom Frequenzhub

Bestimmung des Frequenzspektrums

Im Bild 7 ist der zeitliche Verlauf der frequenzmodulierten Spannung in Abhängigkeit vom Frequenzhub dargestellt.

Aus Bild 7 (unten) geht hervor, daß sich die frequenzmodulierte Spannung aus mehreren harmonischen Schwingungen zusammensetzt. Um nun Kenntnis von dem Frequenzspektrum zu bekommen, wird eine Analyse durchgeführt. Dies kann zum Beispiel nach der Fourieranalyse geschehen. Die harmonischen Schwingungen können nach Gleichung (11) bestimmt werden.

$$a_n = \frac{\hat{\mathfrak{u}}_H}{\pi} \int_0^{2\pi} \alpha \cdot \cos n t \cdot dt,$$
$$b_n = \frac{\hat{\mathfrak{u}}_H}{\pi} \int_0^{2\pi} \alpha \cdot \sin n t \cdot dt. \quad (11)$$

Durch Einsetzen der Gleichung (9) in Gleichung (11) erhält man

$$a_n = \frac{\hat{\mathfrak{u}}_H}{\pi} \int_0^{2\pi} \cos(\omega_H \cdot t + a \cdot \cos\omega_N \cdot t) \cdot \cos n t \cdot dt$$

und

$$b_n = \frac{\hat{\mathfrak{u}}_H}{\pi} \int_0^{2\pi} \cos(\omega_H \cdot t + a \cdot \cos\omega_N \cdot t) \cdot \sin n t \cdot dt.$$

Beim Auflösen der vorstehenden Gleichungen stößt man auf ziemlich komplizierte trigonometrische Integrale. Zur Bestimmung des Frequenzspektrums wird daher ein einfacherer Lösungsweg durch Reihenentwicklung benutzt. Zu diesem Zweck transformieren wir die Gleichung (9) durch Hinzufügen eines entsprechenden Imaginärgliedes in die komplexe Zahlenebene. Die durch die folgende Reihenentwicklung entstehenden imaginären Glieder werden später wieder abgespalten. Damit wird Gleichung (9) in die reelle Darstellung zurücktransformiert. Wir erhalten also nach Hinzufügen des entsprechenden imaginären Gliedes den Zeiger

$$\mathfrak{Z} = \hat{\mathfrak{u}}_H [\cos(\omega_H \cdot t + a \cdot \cos\omega_N \cdot t) + j\sin(\omega_H \cdot t + a \cdot \cos\omega_N \cdot t)] \quad (12)$$

und in Exponentialform:

$$\mathfrak{Z} = \hat{\mathfrak{u}}_H \cdot e^{j(\omega_H \cdot t + a \cdot \cos\omega_N \cdot t)} = \hat{\mathfrak{u}}_H \cdot e^{j\omega_H \cdot t} \cdot e^{j a \cdot \cos\omega_N \cdot t}. \quad (13)$$

Gleichung (13) zeigt, daß nur der Faktor $e^{j a \cdot \cos\omega_N \cdot t}$ die Entstehung der harmonischen Schwingungen verursacht. Diese Erscheinung erleichtert die weitere Analyse. Es braucht nur dieser Faktor in eine Reihe umgewandelt zu werden. Durch Multiplikation der gewonnenen Reihe mit $\hat{\mathfrak{u}}_H \cdot e^{j\omega_N \cdot t}$ erhalten wir die zerlegte Funktion $\mathfrak{Z}$. Weiter wird $\omega_N \cdot t = x$ gesetzt. Damit bekommt man einen Pendelzeiger von der Länge 1 mit der Phase $a \cdot \cos x$.

$$\mathfrak{Z}_P = e^{j a \cdot \cos x}. \quad (14)$$

Setzt man v für $j a \cdot \cos x$ ein, so kann für e^v die bekannte Reihe

$$e^v = 1 + \frac{v}{1!} + \frac{v^2}{2!} + \frac{v^3}{3!} + \frac{v^4}{4!} + \frac{v^5}{5!} \cdots \quad (15)$$

benutzt werden.

Hierin bedeutet z. B. $5! = 1 \cdot 2 \cdot 3 \cdot 4 \cdot 5$. Wird für v in Gleichung (15) wieder $j a \cdot \cos x$ eingesetzt, so erhält man:

$$e^{ja \cdot \cos x} = 1 + \frac{j a \cdot \cos x}{1!} + \frac{(j a \cdot \cos x)^2}{2!} + \frac{(j a \cdot \cos x)^3}{3!} + \frac{(j a \cdot \cos x)^4}{4!} \cdots$$
$$= 1 + j\frac{a \cdot \cos x}{1!} - \frac{a^2 \cdot \cos^2 x}{2!} - j\frac{a^3 \cdot \cos^3 x}{3!} + \frac{a^4 \cdot \cos^4 x}{4!} \cdots$$

Die reellen und imaginären Glieder werden zusammengefaßt.

$$e^{j a \cdot \cos x} = \left[1 - \frac{a^2 \cdot \cos^2 x}{2!} + \frac{a^4 \cdot \cos^4 x}{4!}\right] + j\left[\frac{a \cdot \cos x}{1!} - \frac{a^3 \cdot \cos^3 x}{3!}\right]. \quad (16)$$

In der letzten Reihe stört noch der Faktor $\cos^n x$. Mit Hilfe der Eulerschen Formeln erhält man eine übersichtliche Reihe.

Es ist

$$e^{jx} = \cos x + j\sin x$$

und

$$e^{-jx} = \cos x - j\sin x.$$

Nach Auflösung der unteren Gleichung nach $j\sin x$ und nach Einsetzen von $j\sin x$ in die obere Gleichung ist

$$\cos x = \frac{e^{jx} + e^{-jx}}{2}.$$

Weiter kann man für das störende Glied

$$\cos^n x = \left[\frac{e^{jx} + e^{-jx}}{2}\right]^n$$

schreiben. Diese Umrechnung soll für $\cos^2 x$ vorgenommen werden.

$$\cos^2 x = \left[\frac{e^{jx} + e^{-jx}}{2}\right]^2$$
$$= \frac{e^{j2x} + 2e^{j(x-x)} + e^{-j2x}}{4}$$
$$= \frac{e^{j2x} + e^{-j2x} + 2}{4}$$
$$= \frac{1}{2} + \frac{e^{j2x} + e^{-j2x}}{4}.$$

Der Ausdruck

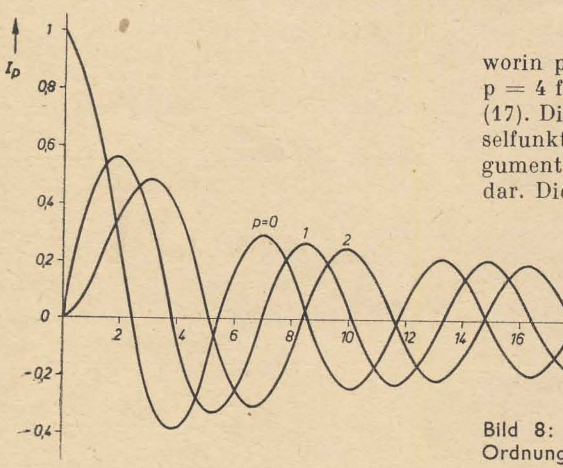
$$\frac{e^{j2x} + e^{-j2x}}{4}$$

ist aber

$$\frac{\cos 2x}{2}.$$

Damit wird

$$\cos^2 x = \frac{1}{2} + \frac{1}{2}\cos 2x.$$



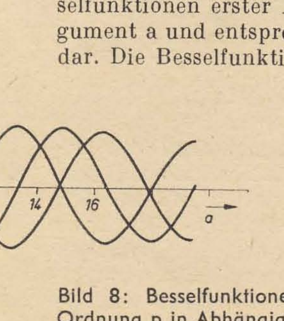


Bild 8: Besselfunktionen von verschiedener Ordnung p in Abhängigkeit vom Phasenhub a

Die weiteren Auflösungen der $\cos^n x$-Glieder sind dem Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker (Rint) Band I zu entnehmen. Nach Auflösung der $\cos^n x$-Glieder und nach einer weiteren Zwischenrechnung findet man für Gleichung (16)

$$e^{ja\cdot\cos x} = \left[1 - \frac{\left(\frac{a}{2}\right)^2}{(1!)^2} + \frac{\left(\frac{a}{2}\right)^4}{(2!)^2} - \frac{\left(\frac{a}{2}\right)^6}{(3!)^2} + \frac{\left(\frac{a}{2}\right)^8}{(4!)^2} - + \cdots\right]$$
$$+ 2j\left[\frac{\frac{a}{2}}{1!} - \frac{\left(\frac{a}{2}\right)^3}{1!2!} + \frac{\left(\frac{a}{2}\right)^5}{2!3!} - \frac{\left(\frac{a}{2}\right)^7}{3!4!} + - \cdots\right]\cos x$$
$$- 2\left[\frac{\left(\frac{a}{2}\right)^2}{2!} - \frac{\left(\frac{a}{2}\right)^4}{1!3!} + \frac{\left(\frac{a}{2}\right)^6}{2!4!} - \frac{\left(\frac{a}{2}\right)^8}{3!5!} + - \cdots\right]\cos 2x$$
$$- 2j\left[\frac{\left(\frac{a}{2}\right)^3}{3!} - \frac{\left(\frac{a}{2}\right)^5}{1!4!} + \frac{\left(\frac{a}{2}\right)^7}{2!5!} - + \cdots\right]\cos 3x$$
$$+ 2\left[\frac{\left(\frac{a}{2}\right)^4}{4!} - \frac{\left(\frac{a}{2}\right)^6}{1!5!} + \frac{\left(\frac{a}{2}\right)^8}{2!6!} - + \cdots\right]\cos 4x \qquad (17)$$

Die Reihendarstellung läßt ein Bildungsgesetz erkennen; es lautet allgemein

$$\frac{\left(\frac{a}{2}\right)^p}{p!} - \frac{\left(\frac{a}{2}\right)^{p+2}}{1!(p+1)!} + \frac{\left(\frac{a}{2}\right)^{p+4}}{2!(p+2)!} - \frac{\left(\frac{a}{2}\right)^{p+6}}{3!(p+3)!} + - \cdots,$$

worin $p = 0$ für die erste Reihe ist und $p = 4$ für die letzte Reihe der Gleichung (17). Dieses Bildungsgesetz stellt die Besselfunktionen erster Art mit reellem Argument a und entsprechender Ordnung p dar. Die Besselfunktionen gehören in die Gruppe der Zylinderfunktionen. Das Bildungsgesetz ist die Lösung der Besselschen Differentialgleichung

$$\frac{d^2y}{d\varrho^2} + \frac{1}{\varrho}\cdot\frac{dy}{d\varrho} + \left(1 - \frac{p^2}{\varrho^2}\right)y = 0. \qquad (18)$$

Hierin ist für unseren Fall ϱ mit a und y mit $\mathfrak{z}$ gleichzusetzen. Die Besselsche Differentialgleichung erhält man z. B. bei Behandlung der Transversalschwingungen oder der Stromverdrängung bei hohen Frequenzen in einem Leiter.

Für den Ausdruck $e^{ja\cdot\cos x}$ kann ganz allgemein geschrieben werden:

$$e^{ja\cdot\cos x} = I_0(a) + 2j\,I_1(a)\cdot\cos x - 2\,I_2(a)\cdot\cos 2x - 2j\,I_3(a)\cdot\cos 3x + 2\,I_4(a)\cdot\cos 4x + 2j\,I_5(a)\cdot\cos 5x.$$

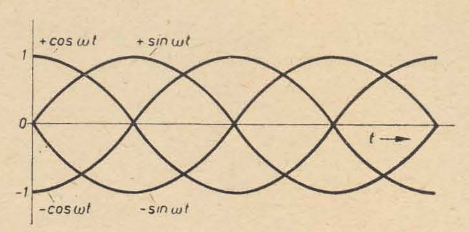


Bild 9: Trigonometrische Darstellung der cos- und sin-Funktionen

In zusammengefaßter Form ist

$$e^{ja\cdot\cos x} = I_0(a) + 2\sum_{p=1}^{\infty}(j)^p\cdot I_p(a)\cdot\cos px. \qquad (20)$$

Der Klammerausdruck der Gleichung (17) ist mit $I_p(a)$ bezeichnet worden. Das Berechnen von $I_p(a)$ wird durch Tabellen nach Jahnke-Emde, „Tafel höherer Funktionen" (Teubner, Leipzig), erleichtert. Bild 8 zeigt mehrere Funktionen von verschiedener Ordnung in Abhängigkeit von dem Argument a.

Nachdem Gleichung (14) in eine Reihe zerlegt worden ist, muß diese mit $\hat{\mathfrak{u}}_H \cdot e^{j\omega_H\cdot t}$ multipliziert werden. Dadurch erhält man das Frequenzspektrum der Funktion

$$\mathfrak{z} = \hat{\mathfrak{u}}_H\cdot e^{j(\omega_H t + a\cdot\cos_N\cdot t)}.$$

Mit Gleichung (20) wird für $p = 0$:

$$\mathfrak{z}_0 = \hat{\mathfrak{u}}_H\cdot e^{j\omega_H\cdot t}\cdot I_0(a)$$
$$= \hat{\mathfrak{u}}_H(\cos\omega_H\cdot t + j\sin\omega_H\cdot t)\cdot I_0(a)$$
$$= \hat{\mathfrak{u}}_H[I_0(a)\cdot\cos\omega_H\cdot t + j\,I_0(a)\cdot\sin\omega_H\cdot t].$$

Wie bereits vorher erwähnt, muß das imaginäre Glied abgespalten werden,

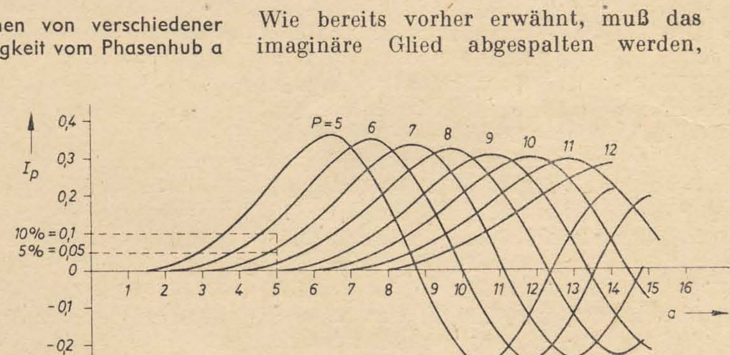


Bild 10: Besselfunktionen mit den Ordnungen 5 ··· 12 in Abhängigkeit vom Phasenhub a

d. h., es findet eine Rücktransformation ins Reelle statt. Man erhält die Spannung

$$\hat{\mathfrak{u}}_0 = \hat{\mathfrak{u}}_H\cdot I_0(a)\cdot\cos\omega_H\cdot t.$$

Für $p = 1$ und $\cos x = \cos\omega_N\cdot t$ wird

$$\mathfrak{z}_1 = \hat{\mathfrak{u}}_H\cdot e^{j\omega_H\cdot t}\cdot j\,2I_1(a)\cdot\cos\omega_N\cdot t$$
$$= \hat{\mathfrak{u}}_H[\cos\omega_H\cdot t + j\sin\omega_H\cdot t]\,[j\,2\,I_1(a)\cdot\cos\omega_N\cdot t]$$
$$= \hat{\mathfrak{u}}_H[-2\,I_1(a)\cdot\sin\omega_H\cdot t\cdot\cos\omega_N\cdot t + j\,2\,I_1(a)\cdot\cos\omega_H\cdot t\cdot\cos\omega_N\cdot t].$$

Mit $\sin\omega_H\cdot t\cdot\cos\omega_N\cdot t$

$$= \frac{1}{2}[\sin(\omega_H + \omega_N)\cdot t + \sin(\omega_H - \omega_N)\cdot t]$$

erhält man den Realteil

$$\mathfrak{u}_1 = -\hat{\mathfrak{u}}_H\,I_1(a)\,[\sin(\omega_H + \omega_N)\cdot t + \sin(\omega_H - \omega_N)\cdot t].$$

Für die weiteren Spannungen ergeben sich für

$p = 2$:

$$\mathfrak{u}_2 = -\hat{\mathfrak{u}}_H \cdot I_2(a)\,[\cos(\omega_H + 2\,\omega_N)\cdot t + \cos(\omega_H - 2\,\omega_N)\cdot t],$$

$p = 3$:

$$\mathfrak{u}_3 = \hat{\mathfrak{u}}_H \cdot I_3(a)\,[\sin(\omega_H + 3\,\omega_N)\cdot t + \sin(\omega_H - 3\,\omega_N)\cdot t] \quad \text{und für}$$

$p = 4$:

$$\mathfrak{u}_4 = \hat{\mathfrak{u}}_H \cdot I_4(a)\,[\cos(\omega_H + 4\,\omega_N)\cdot t + \cos(\omega_H - 4\,\omega_N)\cdot t].$$

Die Summe dieser einzelnen Spannungen ergibt den zeitlichen Spannungsverlauf der Gleichung (8).

$$\begin{aligned}\mathfrak{u}_{HN} = \hat{\mathfrak{u}}_H \{ & I_0(a)\cdot\cos\omega_H\cdot t \\ & - I_1(a)\,[\sin(\omega_H + \omega_N)\cdot t + \sin(\omega_H - \omega_N)\cdot t] \\ & - I_2(a)\,[\cos(\omega_H + 2\,\omega_N)\cdot t + \cos(\omega_H - 2\,\omega_N)\cdot t] \\ & + I_3(a)\,[\sin(\omega_H + 3\,\omega_N)\cdot t + \sin(\omega_H - 3\,\omega_N)\cdot t] \\ & + I_4(a)\,[\cos(\omega_H + 4\,\omega_N)\cdot t + \cos(\omega_H - 4\,\omega_N)\cdot t]\ \text{usw.}\}.\end{aligned} \qquad (21)$$

Nach Betrachtung der Gleichung (21) ergibt sich die Frage nach dem gewonnenen Frequenzspektrum. Gleichung (21) zeigt, daß eine Schwingung mit der Amplitude $\hat{\mathfrak{u}}_H \cdot I_0(a)$ und der Frequenz f_H vorhanden ist. Diese Schwingung ist die Trägerschwingung. Die weiteren Ausdrücke lassen erkennen, daß symmetrisch zum Träger die Seitenschwingung $\omega_H \pm n \cdot \omega_N$ liegen. Da zwischen einer cos- und einer sin-Schwingung eine Phasenverschiebung von 90° vorhanden ist, sind die einzelnen Schwingungen mit wachsender Ordnung jeweils um $\frac{\pi}{2}$ verschoben. Das Vorzeichen gibt die Lage der Viertelwelle der cos-Schwingung bzw. der Halbwelle der sin-Schwingung vom Zeitpunkt $t = 0$ ausgehend an, was Bild 9 als trigonometrische Darstellung zeigt.

Man darf nicht annehmen, und hierauf sei in diesem Zusammenhang besonders hingewiesen, daß eine Seitenschwingung ausreicht, um die Information zu übertragen, da ω_N in einem Seitenband vorhanden ist. Dies ist nur bei der Amplitudenmodulation möglich. Betrachten wir noch einmal Bild 7, so sieht man, daß sich die modulierte Spannung aus mehreren harmonischen Schwingungen zusammensetzt, die Gleichung (21) darstellt.

Würde man nicht sämtliche Einzelschwingungen übertragen, so entstehen Modulationsverzerrungen. Die Frage nach der praktisch benötigten Anzahl der Seitenschwingung führt zur Behandlung der erforderlichen Bandbreite. Die Modulationseinengung richtet sich nach der erforderlichen Güte der Übertragung. Eine reine Sprachübertragung (z. B. Telefonie) erfordert keine so große Güte wie eine Musikübertragung. Es genügt jedoch erfahrungsgemäß eine Übertragung von Seitenbändern, deren Amplitude ≧ 10% bzw. 5% der modulierten Trägeramplitude ist. Das heißt mit anderen Worten, daß

$$I_p(a) \geqq 0{,}1 \text{ bzw. } 0{,}05$$

sein muß.

Bild 10 zeigt die Besselfunktion $I_p(a)$ mit den Ordnungen 5···12 in Abhängigkeit von dem Argument a. Bei einem angenommenen Frequenzhub von 75 kHz (UKW-Rundfunk) und einer maximalen Signalfrequenz von 15 kHz ergibt sich ein Phasenhub von $a = 5$.

Aus Bild 10 ist weiterhin zu erkennen, daß für $I_p(a) \geqq 0{,}1$ noch Seitenschwingungen bis zur sechsfachen Signalfrequenz und für $I_p(a) \geqq 0{,}05$ noch Seitenschwingungen bis zur siebenfachen Signalfrequenz zu übertragen sind. Hier erscheint wieder ein Bildungsgesetz. Für einen Phasenhub von $a = 5$ muß für $I_p(a) \geqq 0{,}1$ die $p = (a + 1)$fache Signalfrequenz und für $I_p(a) \geqq 0{,}05$ die $p = (a + 2)$fache Signalfrequenz übertragen werden. Dieses Gesetz trifft auch für andere Phasenhübe zu. Da die Bandbreite die doppelte Anzahl der erforderlichen Signalfrequenz $(\omega_H \pm p \cdot \omega_N)$ ist, ergeben sich für die Bandbreiten folgende Näherungsgleichungen:

$$B_{10\,\%} \approx 2\,p\cdot f_N \approx 2\,f_N(a + 1),$$
$$B_{5\,\%} \approx 2\,p\cdot f_N \approx 2\,f_N(a + 2)$$

und mit $a = \frac{\Delta\Omega}{\omega_N} = \frac{\Delta F}{f_N}$:

$$B_{10\,\%} \approx 2(\Delta F + f_N), \qquad (22)$$
$$B_{5\,\%} \approx 2(\Delta F + 2\,f_N).$$

Aus Gleichung (22) geht hervor, daß die Bandbreite außer von der Signalfrequenz auch noch vom Frequenzhub abhängig ist. Für das angeführte Zahlenbeispiel ergibt sich folgende Bandbreite:

$$B_{10\,\%} \approx 2(75\,\text{kHz} + 15\,\text{kHz}) \approx 180\,\text{kHz},$$
$$B_{5\,\%} \approx 2(75\,\text{kHz} + 30\,\text{kHz}) \approx 210\,\text{kHz}.$$

Dieses Zahlenbeispiel zeigt, daß bei der Frequenzmodulation durch den Frequenzhub eine große Bandbreite erforderlich ist. Deshalb wird die Frequenzmodulation nur bei hohen Trägerfrequenzen, z. B. im UKW-Bereich, angewendet. In diesem Bereich von z. B. 50 MHz wirkt sich diese Bandbreite nicht störend aus.

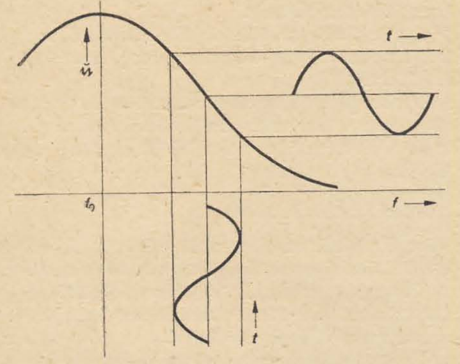


Bild 11: Umwandlung der Frequenzänderung in eine Amplitudenänderung an einem Resonanzkreis

Die Leistungsverhältnisse bei der Frequenzmodulation

Jede elektrische Leistung berechnet sich nach der Gleichung

$$N = \frac{U^2}{R}.$$

Um eine zusätzliche merkbare Amplitudenmodulation zu vermeiden, ist R als konstant vorauszusetzen. Im unmodulierten Zustand herrscht die Leistung

$$N_0 = \text{konst.} \cdot \hat{\mathfrak{u}}_H^2. \qquad (23)$$

Durch die Modulation entstehen die Seitenamplituden $\mathfrak{u}_0$, $\mathfrak{u}_1$, $\mathfrak{u}_2$ usw. Allgemein ausgedrückt ist

$$\mathfrak{u}_p = \hat{\mathfrak{u}}_H \cdot I_p(a).$$

Damit ergibt sich die Leistung zu

$$N_{HN} = \text{konst.} \cdot \hat{\mathfrak{u}}_H^2 \{[I_0(a)]^2 + 2\,[I_1(a)]^2 + 2\,[I_2(a)]^2 + 2\,[I_3(a)]^2 + \cdots\}. \qquad (24)$$

Der Faktor 2 vor den eckigen Klammern berücksichtigt das Vorhandensein zweier gleich großer Seitenamplituden, die symmetrisch zum Träger liegen [s. Gleichung (21)].

Das Bildungsgesetz der Gleichung (24) lautet:

$$N_{HN} = \text{konst.}\ \hat{\mathfrak{u}}_H^2 \{[I_0(a)]^2 + 2\sum_1^P [I_p(a)]^2\}. \qquad (25)$$

Mit Gleichung (23) ergibt sich Gleichung (25) zu

$$N_{HN} = N_0 \{[I_0(a)]^2 + 2\sum_1^P [I_p(a)]^2\}. \qquad (26)$$

Nach den bereits vorher angeführten Tabellen von Jahnke-Emde ist

$$[I_0(a)]^2 + 2\sum_1^P [I_p(a)]^2 = 1. \qquad (27)$$

Gleichung (26) lautet unter Berücksichtigung der Gleichung (27):

$$N_{HN} = N_0 \cdot 1. \qquad (28)$$

Man erkennt, daß die Leistung im unmodulierten Zustand ebenso groß ist wie im modulierten Zustand. Bei hinreichend großem Phasenhub a ist

$$[I_0(a)]^2 \ll 2\sum_1^P [I_p(a)]^2.$$

Damit hat man die Erklärung für Gleichung (28) gefunden. Die Leistung verteilt sich im modulierten Zustand auf die Seitenbänder. Dies ist wieder ein Vorteil der Frequenzmodulation gegenüber der Amplitudenmodulation. Außerdem kann man feststellen, daß die abgegebene Leistung konstant und unabhängig vom Modulationsgrad ist.

Die Demodulation

Die nachrichtentechnische Information ist durch den Frequenzhub als eine frequenzmäßige Größe vorhanden. Eine Rücktransformation erfordert eine Umwandlung der Frequenzänderung in eine Amplitudenänderung. Diese Umwandlung kann z. B. an einem Resonanzkreis erfolgen. Bild 11 zeigt die Spannung des Resonanzkreises in Abhängigkeit von der Frequenz.

In der Praxis wird diese Schaltung kaum angewendet, da man dort mit Phasendetektoren arbeitet. Näheres hierüber ist in der entsprechenden Fachliteratur zu finden.

PETER EMMRICH

Bauanleitung für einen Koffersuper mit Transistoren

Nachdem bisher verschiedene Bauanleitungen für einfache Transistorempfänger ohne HF-Verstärkung veröffentlicht wurden, wird im folgenden ein volltransistorisierter Überlagerungsempfänger beschrieben, bei dem ausschließlich handelsübliche Bauelemente aus der DDR-Produktion verwandt wurden.

Der beschriebene Empfänger gestattet im Mittelwellenbereich von 520···1620 kHz mit der eingebauten Ferritantenne den Empfang der nächstgelegenen Bezirkssender (bis etwa 100 km), mit Außenantenne und Erde ist auch Fernempfang möglich. So sind z. B. im Raum Zschopau (Erzgebirge) tagsüber mit der Ferritantenne die Sender Dresden, Leipzig, Karl-Marx-Stadt und Prag zu empfangen.

Schaltung

Eingangsteil

Der Mittelwellenbereich ist in zwei Teilbereiche unterteilt. Der Bereich I reicht von 520 bis 1120 kHz. Der Vorkreis wird hier von L_2, C_2, C_3 und C_6 gebildet, der Oszillator schwingt oberhalb der Empfangsfrequenz. Der Bereich II reicht von 1020···1620 kHz. Den Vorkreis bilden L_1, C_2, C_3, C_4, C_5 und C_6. Hier schwingt der Oszillator unterhalb der Empfangsfrequenz. Das ist notwendig, da sich Schwingungen bis etwa 2 MHz nur mit wenigen Exemplaren des OC 811 erzeugen lassen. Der Oszillator wird nicht umgeschaltet und schwingt in beiden Bereichen von 770···1370 kHz. Als Zwischenfrequenz wurden 250 kHz gewählt, die noch eine gute Verstärkung ermöglichen.

Die Vorkreisspulen sind auf den Ferritstab gewickelt (s. Bild 2). Die Außenantenne wird kapazitiv über den Fußpunktkondensator C_2 angekoppelt. Über L_3 werden beide Vorkreise an den Mischtransistor angekoppelt. Die Leerlaufgüte der Vorkreise beträgt etwa $\varrho_0 = 200$. Durch den Mischtransistor werden die Kreise auf $\varrho = 100$ bedämpft.

Oszillator

Der Oszillatortransistor T_1 arbeitet in Basisschaltung. Die Rückkopplung erfolgt über den Trimmer C_{11}. Durch C_{11} in Verbindung mit dem komplexen Eingangswiderstand des Transistors und L_6 wird die bei hohen Frequenzen beträchtliche innere Phasendrehung im Transistor kompensiert, so daß eine phasenrichtige Rückkopplung entsteht.

Der von mir als Oszillatortransistor verwendete OC 811 hat eine Grenzfrequenz von etwa 600 kHz, er schwingt in der angegebenen Schaltung bei $U_c = 8$ V bis 1,4 MHz.

Der Arbeitspunkt des Transistors wird mit R_3 auf die größte Oszillatoramplitude bei f = 1,37 MHz eingestellt. Im vorliegenden Fall lag der günstigste Arbeitspunkt bei $I_c = 0{,}2$ mA. Ebenso wird C_{11} auf größte Oszillatoramplitude bei f = 1,37 MHz eingestellt. R_4 dient zur Temperaturstabilisierung.

Mischstufe

Durch L_4 wird die Oszillatorenergie ausgekoppelt und zusammen mit der Empfangsfrequenz dem Emitter des Mischtransistors T_2 zugeführt. Die an der Emitter-Basis-Diode entstehende ZF wird am Kollektorschwingkreis C_{14} — L_7 ausgekoppelt.

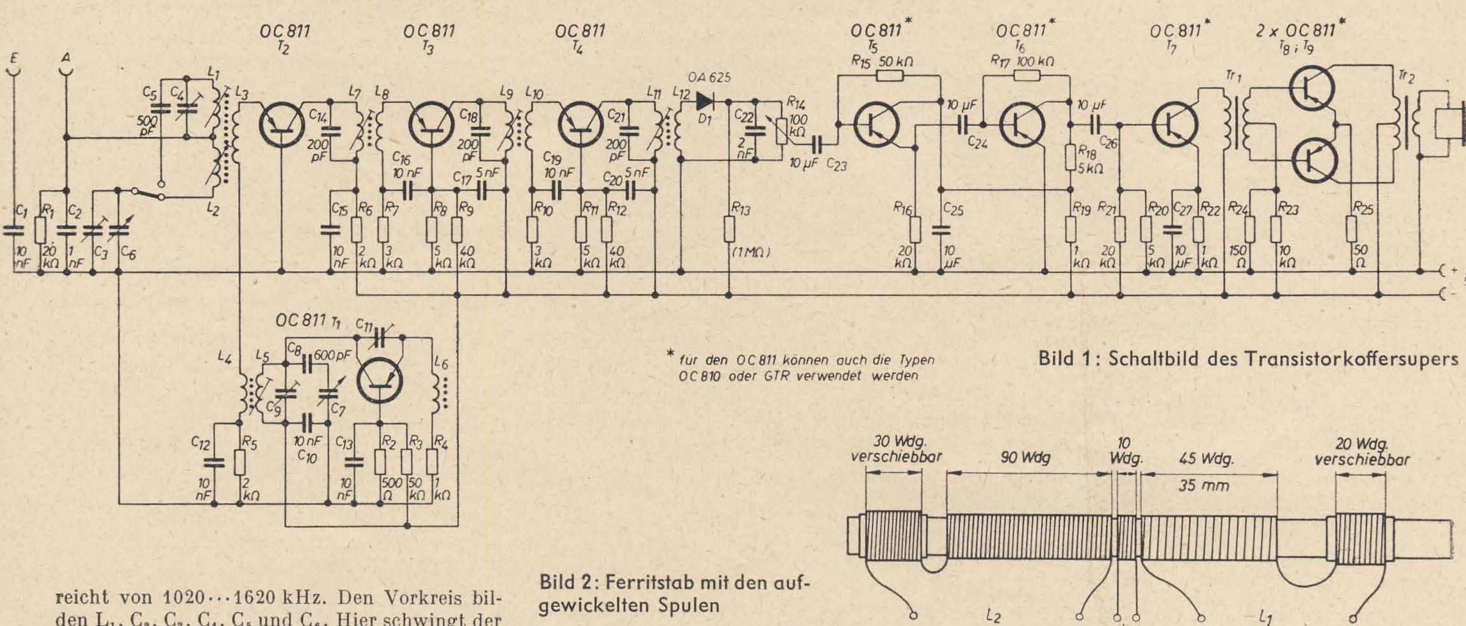


Bild 1: Schaltbild des Transistorkoffersupers

Bild 2: Ferritstab mit den aufgewickelten Spulen

ZF-Verstärker

Die ZF von 250 kHz wird von zwei OC 811 (T_3 und T_4) in Basisschaltung verstärkt. Die Kopplung zwischen den Stufen erfolgt durch Einzelkreise. Die Größe der Koppelwicklungen L_8, L_{10} und L_{12} ist kritisch, da es sich um Leistungsanpassung handelt. Sie wird am besten für jede Stufe durch Versuch ermittelt. Die angegebenen Größen können nur als Anhaltspunkte gewertet werden, da die Transistordaten besonders bei hohen Frequenzen stark streuen. Bei richtiger Anpassung ist die Spannungsverstärkung einer Stufe von Kollektor zu Kollektor etwa 8···10.

Eine Neutralisation erwies sich auf Grund der geringen Stufenverstärkung als überflüssig, auf eine Regelung wurde ebenfalls verzichtet, da diese den Demodulator zusätzlich belastet. Es ist jedoch ohne weiteres möglich, die ZF-Stufen zu regeln, wenn die Schaltung entsprechend geändert wird. Schaltungsbeispiele, die sinngemäß auch hier anzuwenden sind, wurden schon mehrmals veröffentlicht.

Der Arbeitspunkt der ZF-Transistoren wird mit R_9 und R_{12} auf etwa 0,5 mA eingestellt. Durch die Emitterwiderstände R_7 und R_{10} ist der ZF-Verstärker genügend temperaturstabilisiert.

Demodulator

Um größtmöglichen Wirkungsgrad des Demodulators zu erreichen, wird der Arbeitspunkt der Diode OA 625 genau in den Kennlinienknick gelegt. Dazu wird über R_{13} eine Vorspannung in Durchlaßrichtung zugeführt. Die optimale Größe von R_{13} muß durch Versuch ermittelt werden, eventuell kann dieser Widerstand auch ganz weggelassen werden.

NF-Verstärker

Die erste Stufe des NF-Vorverstärkers (T_5) arbeitet in Kollektorschaltung, um einen möglichst großen Eingangswiderstand zu erhalten. Durch den großen Eingangswiderstand arbeitet die Diode bei gleicher HF-Leistung mit größerer HF-Spannung, das ergibt aber ebenfalls einen besseren Wirkungsgrad.

Um das Rauschen des NF-Verstärkers klein zu halten, arbeitet die erste NF-Stufe mit niedriger Kollektorspannung und kleinem Kollektorstrom. Das wird durch den großen Arbeitswiderstand R_{16} erreicht.

Da der Kollektorstrom hauptsächlich durch R_{16} bestimmt wird, ist eine besondere Stabilisierung dieser Stufe überflüssig.

Die zweite Stufe arbeitet in Emitterschaltung. Sie wird durch die Gegenkopplung über R_{17} stabilisiert.

Um Verkopplung über den Innenwiderstand der Batterie zu verhindern, wird die Speisespannung für die Vorstufen durch ein RC-Glied R_{18} — C_{25} gesiebt.

Endstufe und Treiberstufe

In der Endstufe arbeiten zwei OC 811, OC 810 oder GTR im Gegentakt-B-Betrieb. Die erreichbare Ausgangsleistung ist bei einem Kollektorspitzenstrom von 15 mA und einer Betriebsspannung von 8 V etwa 60 mW.

Der Eingangsübertrager hat ein Übersetzungsverhältnis von 3 : 1/1, der Ausgangsübertrager muß die Schwingspulenimpedanz des Lautsprechers auf den Anpassungswiderstand von etwa

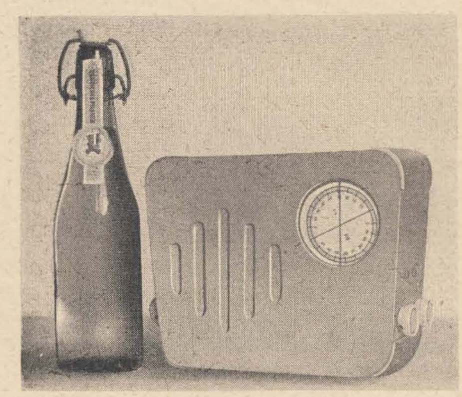


Bild 3: Vorderansicht des Gerätes

2,1 kΩ von Kollektor zu Kollektor transformieren.
Mit R_{23} wird ein Ruhestrom von etwa 0,5 mA eingestellt, um die Verzerrungen bei kleinen Signalen klein zu halten. Die Kennlinien der beiden Gegentakttransistoren dürfen sich nur wenig unterscheiden. Auch hier ermittelt man das Transistorpaar, das die geringsten Verzerrungen ergibt, am besten durch Versuch.
Der Arbeitspunkt des Treibertransistors wird mit R_{21} auf 1,5···2 mA eingestellt, um eine Übersteuerung dieser Stufe mit Sicherheit zu vermeiden.

Stromversorgung

Die Betriebsspannung beträgt maximal 9 V. Als Stromquelle dienen zwei Flachbatterien BDT 4,5. Die Lebensdauer kann nicht angegeben werden, da der erste Batteriesatz nach bisher etwa 100stündigem Betrieb noch nicht erschöpft ist. Selbstverständlich können auch kleinere Elemente verwendet werden, jedoch ist der Betrieb mit Taschenlampenbatterien am billigsten. Der Einschalter ist in der üblichen Weise mit dem Lautstärkeregler R_{14} gekoppelt und trennt den Pluspol der Batterie von Masse ab.

Technischer Aufbau

Ferritantenne

Um gute Spiegelwellenselektion zu erreichen, ist eine hohe Güte der Vorkreise erforderlich. Die Spulen L_1, L_2, L_3 werden deshalb mit HF-Litze 15 × 0,07 auf den Ferritstab (10 × 160 mm) gewickelt (s. Bild 2).

Oszillatorspule

Auch hier ist auf hohe Güte und kleine Eigenkapazität zu achten. Im Mustergerät wurde eine Kreuzwickelspule eines Neumann-AM-Bandfilters verwendet, die auf einem anderen Spulenkörper befestigt und auf den vorgeschriebenen Wert von 198 μH abgewickelt wurde. Als Koppelwicklung werden 10···12 Wdg. HF-Litze 15 × 0,07 in zwei Lagen unmittelbar daneben gewickelt.

ZF-Spulen

Als Wickelkörper für die ZF-Spulen werden Spulenkörper mit 10 × 2 mm Wickelquerschnitt mit Ferritkern verwendet. Zur Abschirmung dient eine Ferrithülse, wie sie z. B. in den Bandfiltern der SONRA-Rundfunkgeräte benutzt wird. Die Spulen werden mit HF-Litze 10 × 0,05 gewickelt.
Die Gehäusegröße wird im wesentlichen durch den Lautsprecher bestimmt. Im beschriebenen Gerät wurde ein permanentdynamischer Typ mit 10 cm Korbdurchmesser verwendet. Kleinere Lautsprecher haben im allgemeinen einen schlechteren Wirkungsgrad und bringen bei 60 mW Ausgangsleistung zu wenig Lautstärke. Der Ausgangsübertrager wurde auf einen Kern M 42 gewickelt, da kein kleinerer Kern zur Verfügung stand.
Im übrigen zeigt der mechanische Aufbau keine Besonderheiten, wenn die beim Bau eines Verstärkers üblichen Regeln (Leitungsführung, Abschirmung usw.) beachtet werden.

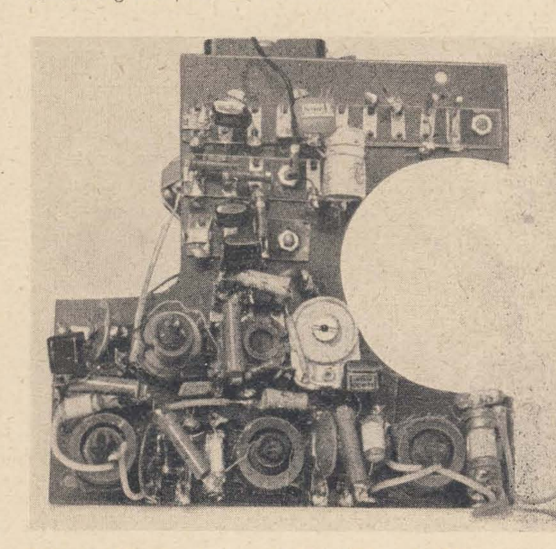


Bild 6: Montageplatte mit Endstufe und HF-Teil. Oben Treiber- und Endstufe, darunter Oszillator und links daneben Mischstufe. Unten von links nach rechts: ZF-Verstärker, Demodulator mit OA 625

Zusammenstellung der verwendeten Einzelteile

$R_1 \cdots R_{13}$ und $R_{15} \cdots R_{25}$	Schichtwiderstände 0,05 oder 0,1 W		VEB WBN Teltow
R_{14}	Potentiometer 100 kΩ mit Schalter		
C_1	Sikatropkondensator	10 nF	
C_2	Styroflexkondensator	1 nF	
C_3	keram. Scheibentrimmer 2502		Hescho
C_4	keram. Scheibentrimmer 2496		Hescho
C_5	Styroflexkondensator	500 pF	
C_6, C_7	Doppeldrehko	2 × 5···205 pF	„Elektra" Schalkau/Thür.
C_8	Styroflexkondensator	600 pF	
C_9	keram. Scheibentrimmer 2496		Hescho
C_{10}	Epsilankondensator	10 nF	Hescho
C_{11}	keram. Scheibentrimmer 2502		Hescho
C_{12}	Epsilankondensator	10 nF	Hescho
C_{13}	Epsilankondensator	10 nF	Hescho
C_{14}	Styroflexkondensator	200 pF	
C_{15}	Epsilankondensator	10 nF	Hescho
C_{16}	Epsilankondensator	10 nF	Hescho
C_{17}	Epsilankondensator	5 nF	Hescho
C_{18}	Styroflexkondensator	200 pF	
C_{19}	Epsilankondensator	10 nF	Hescho
C_{20}	Epsilankondensator	5 nF	Hescho
C_{21}	Styroflexkondensator	200 pF	
C_{22}	Styroflexkondensator	2 nF	
C_{23}	Kleinstelko	10 μF; 12/15 V	VEB Tonmechanik Weißensee
C_{24}	Kleinstelko	10 μF; 12/15 V	VEB Tonmechanik Weißensee
C_{25}	Kleinstelko	10 μF; 12/15 V	VEB Tonmechanik Weißensee
C_{26}	Kleinstelko	10 μF; 12/15 V	VEB Tonmechanik Weißensee
C_{27}	Kleinstelko	10 μF; 12/15 V	VEB Tonmechanik Weißensee
L_1	149 μH	k = 0,5	
L_2	5 μH		
L_3	475 μH		
L_4	1,5 μH	k = 0,6	
L_5	198 μH		nähere Angaben siehe Text
L_6	2 mH		
L_7	1,8 mH	k = 0,8	
L_8	≈30 μH		
L_9	1,8 mH	k = 0,8	
L_{10}	≈30 μH		
L_{11}	1,8 mH	k = 0,8	
L_{12}	≈400 μH		
$T_1 \cdots T_4$	Flächentransistor OC 811		VEB HWF Frankfurt/O.
$T_5 \cdots T_9$	Flächentransistor OC 811, OC 810 oder GTR		VEB HWF Frankfurt/O.
D_1	Germaniumdiode OA 625		VEB WBN Teltow
Tr_1	Treibertrafo 3: 1/1 Kern M 30 oder kleiner		
Tr_2	Ausgangstrafo Kern M 42 oder kleiner		

1 permanentdynamischer Lautsprecher 10 cm ∅
1 einpoliger Umschalter für Bereichumschaltung
2 Buchsen für Antenne und Erde
2 Flachbatterien BDT 4,5

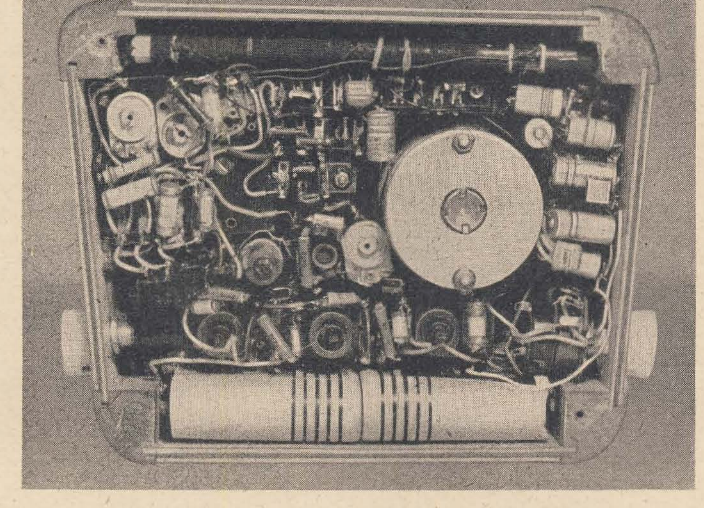


Bild 4: Innenansicht mit Verdrahtung. Rechts neben dem Lautsprecher der NF-Vorverstärker. Links oben neben dem Lautsprecher Treiberstufe und Endstufe. Darunter der Oszillator mit dem Rückkopplungstrimmer, links daneben die Mischstufe und ganz unten über den Batterien der ZF-Verstärker, Demodulator und Lautstärkeregler

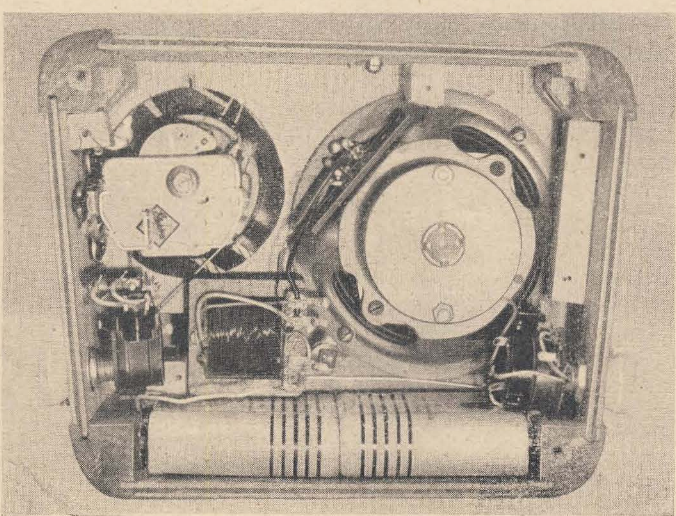


Bild 5: Innenansicht ohne Chassis. Im linken unteren Viertel der Gegentaktausgangstrafo auf Kern M 42, links daneben der Bereichumschalter, darüber Antennen- und Erdbuchse

Ein Integrationsverstärker mit Transistoren

Verstärker, deren Ausgangsspannung dem Integral der Eingangsspannung entspricht, werden in der Automatik, Funkortung und Analogierechentechnik in großem Maße verwendet. Derartige Verstärker waren bisher stets mit Röhren bestückt, da ein hoher Eingangswiderstand für fehlerfreie Integration erforderlich ist.

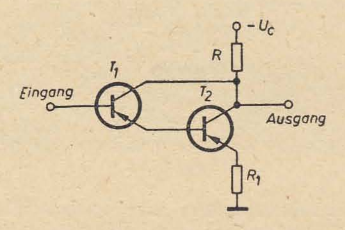


Bild 1: Eingangsstufe mit zusammengesetzten Transistoren

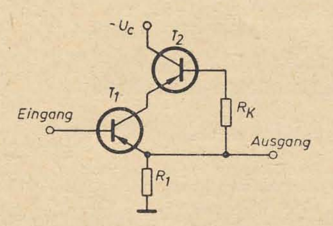


Bild 2: Eingangsstufe mit hohem R_e

Die Verkleinerung der Rechengeräte und die Erhöhung ihrer Lebensdauer verlangt den Einsatz von Transistoren. Dabei muß der Eingangswiderstand des Transistorverstärkers erhöht werden. Ein Integrationsverstärker besteht grundsätzlich aus einem mehrstufigen Verstärker, dessen Ausgang mit dem Eingang über einen Kondensator verbunden ist.

Bevor der Integrationsverstärker beschrieben wird, soll noch kurz auf die Erhöhung der Eingangswiderstände von Transistorverstärkern eingegangen werden.

Grundsätzlich gibt es drei Möglichkeiten:

1. Verwendung einer Kollektorbasisschaltung,
2. Verwendung einer Transistorschaltung, bestehend aus zwei oder drei Einzeltransistoren zur Erzielung einer hohen Stromverstärkung,
3. Verwendung einer Transistorkaskodeschaltung.

Der Eingangswiderstand einer Kollektorbasisschaltung wird wie folgt definiert:

$$R_e = r_b + \frac{r_c\,(r_e + R_L)}{r_c\,(1 - \alpha) + R_L}, \qquad (1)$$

wobei r die Parameter des verwendeten Transistors sind, α die Stromverstärkung und R_L der Lastwiderstand der Stufe.

Verwendet man als Eingangsstufe einen Tandemtransistor, wie im Bild 1 dargestellt, so ergibt sich ein Eingangswiderstand

$$R_e = r_b + \frac{(r_e + R)\,(R_1 + r_c)}{r_e + R + R_1 + r_c\,(1 - \alpha)} \qquad (2)$$

mit

$$r_b \approx \frac{(r_{b_2} + r_{e_1})\,(1 - \alpha_2)\,r_{c_1}}{r_{c_2} + r_{c_1}\,(1 - \alpha_1)},$$

$$r_e \approx r_{e_2} + \frac{(r_{b_2} + r_{e_1})\,(1 - \alpha_2)\,r_{c_2}}{r_{c_2} + r_{c_1}\,(1 - \alpha_1)},$$

$$\alpha = 1 - (1 - \alpha_1)\,(1 - \alpha_2) \quad \text{und}$$

$$r_c \approx \frac{r_{c_1} \cdot r_{c_2}}{r_{c_2} + r_{c_1}\,(1 - \alpha_1)},$$

wobei R_1 der Emitterwiderstand und R der Lastwiderstand der Stufe ist. Bei beiden Eingangsschaltungen kann der Eingangswiderstand, wie Rechnungen und Messungen zeigen, nicht größer als der Kollektorwiderstand r_c gemacht werden. Er liegt etwa in der Größenordnung von 1 MΩ. Für den Integrationsverstärker genügt dieser Wert noch nicht. Bild 2 zeigt eine Eingangsstufe mit hohem Eingangswiderstand.

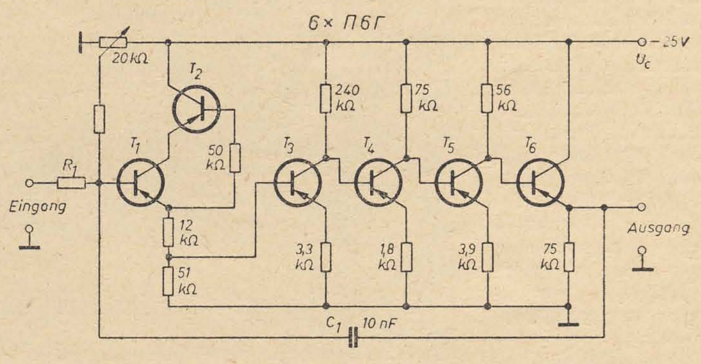


Bild 3: Schaltung des Integrationsverstärkers

Der Eingangswiderstand der Reihenschaltung zweier Transistoren nach Bild 2 beträgt:

$$R_e \approx \frac{1 - \alpha_1 + \alpha_1\,\alpha_2}{1 - \alpha_1} \cdot \frac{R_1 \cdot r_{c_2}}{R_1 + r_{c_2}}. \qquad (3)$$

Bei Verwendung zweier Flächentransistoren des Typs П 6 Г mit den Daten $\alpha_1 = \alpha_2 = 0{,}98$ und $r_{c1} = r_{c2} = 1$ MΩ ergibt sich für einen Lastwiderstand von 100 kΩ ein Eingangswiderstand von 5 MΩ. Die Schaltung des ausgeführten Integrationsverstärkers zeigt Bild 3. Um einen möglichst hohen Eingangswiderstand zu erreichen, wurden für T_1 und T_2 Transistoren mit möglichst hoher Stromverstärkung ($\alpha = 0{,}983$) ausgesucht. Die zweite Verstärkerstufe mit T_3 wird an eine Anzapfung des Emitterwiderstandes von T_1 angeschlossen. Damit wird der Einfluß des Eingangswiderstandes der zweiten Stufe verringert. T_4, T_5 und T_6 bilden einen gegengekoppelten Gleichstromverstärker. T_6 arbeitet als Kollektorbasisstufe und C_1 bildet den Integrationskondensator. Die Speisespannung des Verstärkers beträgt 25 V und der Eingangswiderstand $R_e = 2{,}9$ MΩ. Weiter ist der Verstärkungsfaktor $k = 650$fach, der äquivalente Eingangswiderstand (unter Berücksichtigung der parallelen Widerstände) $R_{e,\,aeq} = 0{,}99$ MΩ und die Integrationszeitkonstante $T = 6{,}5$ s. Die Zeitkonstante errechnet sich nach der Gleichung

$$T \approx C_1 \cdot R_{e,\,aeq}\,(1 - k). \qquad (4)$$

Die Übertragungsfunktion des Integrators wird:

$$k\,(p) = \frac{\eta \cdot k}{1 + pT}, \qquad (5)$$

wobei $\eta = R_{e,\,aeq}/R_1$ der Schwächungskoeffizient ist. Der Maßstabsfaktor des Integrators wird schließlich durch

$$\gamma = \frac{\eta \cdot k}{T} \qquad (6)$$

festgelegt.

Damit sind alle interessierenden Größen bestimmt.

Die Funktion des Integrationsverstärkers ist von konstanter Temperatur abhängig. Bei einer Anwendung für Analogierechenmaschinen muß ein Kompromiß zwischen Genauigkeit und Temperaturstabilität geschlossen werden.

Literatur

A. A. Groschew: Integrierende Verstärker mit Transistoren, Radiotechnika i elektronika Tom. IV, 6 (1959) S. 1038···1046

J. K. Trochimenko: Methode der Analyse einfacher Transistorschaltungen, Radiotechnika Bd. 11 Nr. 3 (1956) S. 16

Stampfl, Hanel: Transistor amplifier with extremely high input impedance, Proc. Nat. Electr. Conf. Bd. 11 (1955) S. 67···73

Bearbeitet von Dipl.-Phys. H. J. Fischer

TRANSISTORTECHNIK 1

Ing. MANFRED PULVERS

Durch zahlreiche Zuschriften, in denen um elementare Beiträge der Transistortechnik gebeten wird, haben wir uns entschlossen, einige Grundlagen dieser Technik zu wiederholen.
Nachdem bereits in radio und fernsehen 1, 3, 10, 21, 23 (1957) sowie in den Jahrgängen 1958 und 1959 das Wichtigste über Transistoren und Halbleiter berichtet wurde, ist die Form dieser Beitragsreihe völlig neu gefaßt, so daß gerade dem jungen Techniker klare Vorstellungen über die Wirkungsweise des Transistors vermittelt werden. Die neue Beitragsreihe behandelt sowohl einen elementaren Stoff als auch spezielle Probleme der Transistortechnik, die so aktuell sind, daß auch Ingenieure, die bereits mit der Halbleitertechnik vertraut sind, Interesse an dieser Darstellung finden werden.

Leitungsmechanismus im Halbleiter

Atomaufbau

Wir wissen, daß ein Atom irgendeines Elementes unter normalen Verhältnissen nach außenhin elektrisch neutral erscheint. Ein solches Atom ist darstellbar durch einen positiv geladenen Kern, um den, ähnlich wie die Planeten um die Sonne, die Elektronen kreisen. Diese Elektronen, die die Art des Elementes bestimmen und in verschiedenen definierten Abständen, Schalen genannt, um den Kern kreisen, kompensieren die positive Ladung des Kerns. Die Anzahl der positiven Kernladungen, die man durch die Ordnungszahl ausdrückt, ist gleich der Anzahl der um den Kern kreisenden Elektronen. Die erste mit K bezeichnete Schale ist mit zwei Elektronen voll besetzt, so daß also ein Element mit der Ordnungszahl 3 die K-Schale mit zwei Elektronen besetzt, während das dritte Elektron auf der weiter außen liegenden L-Schale den Kern umkreist. Die L-Schale ist mit insgesamt acht Elektronen voll besetzt usw. Neon mit der Ordnungszahl 10 hat demnach die K-Schale mit zwei und die L-Schale mit acht Elektronen voll besetzt. Elemente, deren äußere Schale voll besetzt ist, gehen keine Verbindung mit anderen Elementen ein (Edelgas). Diejenigen Elemente jedoch, deren äußere Schale auf Grund ihrer Ordnungszahl nicht voll besetzt ist, zeigen die Tendenz, diese durch Verbindung mit anderen Stoffen zu komplettieren.
Kohlenstoff mit der Ordnungszahl 6, dessen äußere Schale (L) mit nur vier Elektronen besetzt ist (Bild 1) hat die Neigung, die äußere Schale zu vervollständigen, indem z. B. die vier äußeren Elektronen mit je einem Elektron eines Kohlenstoff-Nachbaratoms eine Paarung eingehen. Dieser Vorgang führt zu einem „Gitteraufbau" (Diamant), der im Bild 2 in einer ebenen Darstellung gezeigt wird. Dieser Gitteraufbau ist nicht nur bei Kohlenstoff, sondern auch bei ebenfalls vierwertigem Germanium, Silizium und Zinn möglich.
Man erkennt hieraus, daß die elektrischen und chemischen Eigenschaften der Stoffe durch die auf der äußeren Schale kreisenden Elektronen bestimmt werden. Man nennt diese Elektronen Valenzelektronen.

Elektrische Leitfähigkeit der Stoffe

Betrachten wir nun das elektrische Verhalten der Elemente Kohlenstoff, Germanium, Silizium und Zinn, so fällt auf, daß Zinn ein guter elektrischer Leiter ist und Kohlenstoff dem elektrischen Strom einen großen Widerstand entgegensetzt. Silizium sowie auch Germanium sind als Halbleiter bekannt. Die Leitfähigkeit dieser beiden Elemente liegt also zwischen der der guten und der der schlechten Leiter.
Die Leitfähigkeit eines Stoffes setzt voraus, daß sich innerhalb des Stoffes frei bewegliche Elektronen befinden. Bei dem Leiter Zinn sind die vier Valenzelektronen in der fünften Schale, also relativ weit vom Kern entfernt und damit nur lose an das Atom gebunden. Hier genügt schon eine Wärmebewegung bei Zimmertemperatur, um einzelne Elektronen von ihrem Atomverband loszulösen, die dann als „freie Elektronen" im Stoff beweglich sind. Bei dem „schlechten Leiter" Kohlenstoff (Diamant) hingegen befinden sich die Valenzelektronen in der zweiten Schale so nahe am Kern, daß sie fest an ihn gebunden bzw. in das Kristallgitter eingebaut sind. Unter normalen Verhältnissen ist es nicht möglich, Valenzelektronen aus ihrem Verband lozulösen. Der Stoff ist demnach ein Isolator.

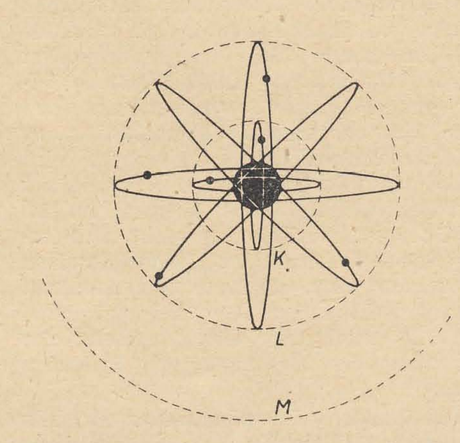
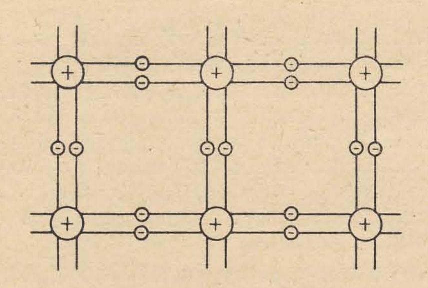


Bild 1: Schematische Darstellung eines Kohlenstoffatoms


Bild 2: Ebene Darstellung des Diamantgitters

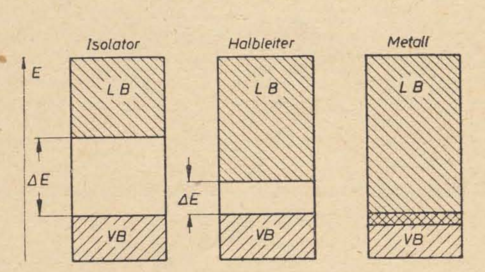


Bild 3: Bändermodell von Isolator, Halbleiter und Leiter

Eine genauere Vorstellung der Energiebeziehung des Elektronensystems vermittelt Bild 3 anhand eines Bändermodells. Die einzelnen Valenzelektronen eines Stoffes haben infolge ihrer Masse und Geschwindigkeit eine bestimmte von einander abweichende Energie. Diese Energien liegen aber innerhalb einer gewissen Bandbreite in dem mit VB bezeichneten Valenzband. Wird nun durch äußere Anregung den Elektronen eine bestimmte Energie zugeführt, so werden sie das Valenzband verlassen, um auf ein höheres Band, das Leitungsband, zu gelangen. Das Elektron verläßt damit den Atomverband und bewegt sich als freies Elektron innerhalb des Leitungsbandes. Elektronen, deren Energiezustände in diesem Band liegen, sind frei bewegliche Elektronen, sogenannte „Leitungselektronen", die die elektrische Leitfähigkeit des Stoffes bestimmen.
Wie aus Bild 3 ersichtlich, ist bei den verschiedenen Stoffen eine bestimmte Energie ΔE notwendig, die man zweckmäßig

in Elektronenvolt[1]) angibt, um Valenzelektronen in das Leitungsband zu heben.
Bei den Isolatoren ist diese Energie so groß, daß unter normalen Bedingungen keine oder nur wenig Valenzelektronen in das Leitungsband gehoben werden können. Beim Halbleiter Germanium liegt diese Energie bei < 1 eV. Bei den metallischen Leitern hingegen braucht praktisch keine Energie aufgewendet zu werden, um Leitungselektronen zu erzielen.
Bild 3 zeigt, daß sich das Valenzband mit dem Leitungsband überdeckt. Dies ist dadurch zu erklären, daß allein schon die Wärmebewegung bei Zimmertemperatur ausreicht, um eine genügende Anzahl Valenzelektronen in das Leitungsband zu heben.

Eigenleitfähigkeit bei Halbleitern

Wenn auch bereits gegenwärtig viele Halbleiterbauelemente aus Silizium hergestellt werden, wollen wir uns aus Gründen der Übersichtlichkeit lediglich mit dem Halbleiter Germanium beschäftigen.
Germanium als Element in der vierten Gruppe des periodischen Systems hat die Ordnungszahl 32. Die 32 Elektronen verteilen sich auf die einzelnen Schalen, wobei, wie Bild 4 zeigt, auf der äußeren

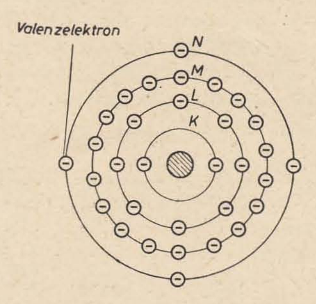
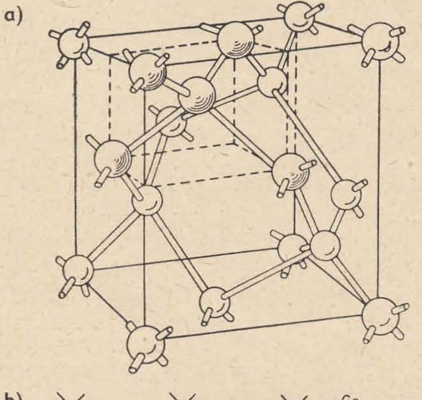


Bild 4: Schematischer Aufbau eines Germaniumatoms

a)



b)

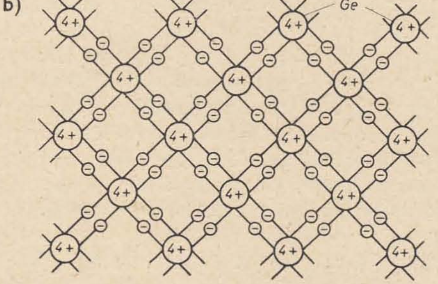


Bild 5: a) Kristallstruktur des störungsfreien Germaniums,
b) schematische Darstellung in einer Ebene

Schale vier Valenzelektronen die elektrischen und chemischen Eigenschaften dieses Elementes bestimmen. Das durch verschiedene Verfahren, auf die hier nicht näher eingegangen werden soll, gewonnene Germanium muß bei der Anwendung in der Halbleitertechnik einen ungewöhnlich hohen Reinheitsgrad besitzen. Das ist auch ein Grund dafür, weshalb Halbleiterbauelemente relativ teuer sind. Bei Verwendung des Germaniums darf auf

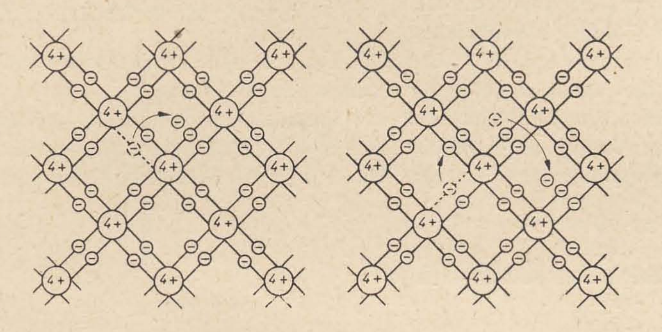


Bild 6: Vorgang der Paarbildung und Rekombination

etwa 10^{10} Germaniumatome nur ein Fremdatom entfallen. Das bedeutet, daß Germanium durch physikalische Prozesse unbedingt auf diesen Reinheitsgrad gebracht werden muß. Später jedoch baut man zur Erhöhung der Leitfähigkeit bewußt bestimmte Fremdatome ein. Gehen wir zunächst von reinem Germanium aus, so ist die Kristallstruktur, wie bereits erwähnt, gleich der des Kohlenstoffs (Diamant).
In den Bildern 5a und 5b ist die Kristallstruktur des störungsfreien Germaniums in räumlicher sowie in schematischer Darstellung in einer Ebene gezeigt.
Es ist zu erkennen, daß alle Valenzelektronen gegenseitig gebunden sind. Dieser störungsfreie Aufbau im Kristallgitter ist nur bei der absoluten Temperatur von 0° K möglich. Dieser Fall hat jedoch keine praktische Bedeutung, da schon die Wärmeenergie bei Zimmertemperatur ausreicht, um das Kristallgitter in Bewegung (Vibration) zu versetzen, so daß das eine oder andere Valenzelektron aus seiner Paarverbindung losgerissen wird und als freies Elektron im Kristallgitter beweglich ist. Dieser Vorgang ist im Bild 6 schematisch dargestellt. Das losgerissene Valenzelektron hinterläßt einen Atomrest bzw. ein Loch. Der Atomrest wirkt wie eine positive Ladung, deren Größe gleich aber entgegengesetzt der Ladung des abgewanderten Elektrons ist.
Das (positive) Loch kann nun ebenfalls wandern, indem ein Valenzelektron aus einer Nachbarbindung nachrückt und ein neues Loch im Nachbaratom entstehen läßt.
Unter dem Einfluß der Temperatur entstehen also in gleicher Anzahl dauernd freie Elektronen und Löcher (Paarbildung). Gleichzeitig werden Löcher durch freie Elektronen wieder aufgefüllt (Rekombination). Bei einer bestimmten Temperatur wird sich ein Gleichgewichtszustand zwischen Paarbildung und Rekombination einstellen.
Unter dem Einfluß eines äußeren elektrischen Feldes werden die freien Elektronen nach der Darstellung im Bild 7 nach rechts, die Löcher hingegen nach links wandern. Der im Außenkreis fließende Strom wird bestimmt durch die Strömung der Elektronen und der Löcher im Kristall. Diesen Vorgang kann man sich durch die Parallelschaltung zweier Widerstände vorstellen. Der eine stellt einen Widerstand dar, der den Elektronen und der andere einen, der den Löchern entgegenwirkt.

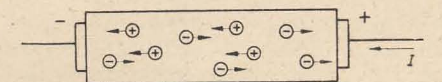


Bild 7: Veranschaulichung des Stromflusses im Germanium bei Eigenleitung

Der spezifische Widerstand von Germanium bei Zimmertemperatur beträgt etwa

47 Ω · cm — dies entspricht etwa $2,5 \cdot 10^{13}$ freien Elektronen pro cm^3.

Bei metallischen Leitern hingegen beträgt der spezifische Widerstand etwa

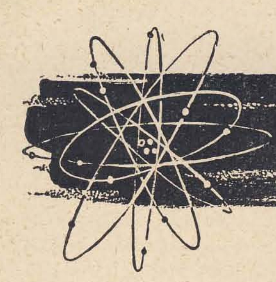
$2 \cdot 10^{-6}$ Ω · cm — dies entspricht etwa 10^{22} freien Elektronen pro cm^3.

Die Anzahl der freien Elektronen n ist also gleich der Anzahl der positiven Löcher p und beträgt bei Zimmertemperatur etwa $n = p = 2,5 \cdot 10^{13}$.
Die starke Temperaturabhängigkeit der Paarerzeugung und die damit verbundene Abhängigkeit des spezifischen Widerstandes ist, wie wir später noch sehen werden, bei der Anwendung von Halbleiterbauelementen ein sehr unangenehmer physikalischer Effekt.

Störstellenleitfähigkeit bei Germanium

Wie bereits erwähnt, wird das Germaniumgitter zur Erhöhung der Leitfähigkeit bewußt durch Verunreinigungen (Störstellen) mit fremden Atomen angereichert. Dies geschieht im allgemeinen dadurch, daß im Kristallgitter eine bestimmte Anzahl von Fremdatomen an die Stelle der Germaniumatome treten. Durch dieses Einfügen, oder auch Dotieren genannt, kann man den Leitungsmechanismus in gewünschter Weise beeinflussen. Im Germanium können diese Störstellen durch die fünfwertigen Elemente, wie Arsen, Antimon oder Phosphor, bzw. durch die dreiwertigen Elemente, wie Indium, Bor oder Aluminium, gebildet werden. *Wird fortgesetzt*

[1]) 1 eV (Elektronenvolt) stellt diejenige Energie dar, die ein Elektron nach Durchlaufen einer Spannungsdifferenz von 1 V erreicht.



Die elementare Struktur der Materie

R. HAVEMANN · R. STANGE (10)

Prof. Dr. ROBERT HAVEMANN, Nationalpreisträger

Dialektik der Mikrophysik

Die von Heisenberg, Bohr, de Broglie, Schrödinger, Born, Pauli, Dirac u. a. ausgearbeitete Quantenmechanik ist heute als eine abgeschlossene Theorie eines bestimmten Bereichs der Erscheinungen der Mikrophysik anzusehen. Dies soll bedeuten, daß eine wesentliche Änderung oder gar Widerlegung dieser Theorie als ausgeschlossen betrachtet werden muß. Hiergegen kann nicht eingewendet werden, daß auch andere für völlig gesichert gehaltene theoretische Gebäude der Physik — wie etwa die klassische Mechanik — durch die fortschreitende Entwicklung unserer Kenntnisse zum Einsturz gebracht worden seien. Dieser Einwand gilt schon deshalb nicht, weil er weder im allgemeinen noch in diesem besonderen Fall überhaupt zutrifft. Die klassische Mechanik wurde nämlich keineswegs widerlegt oder als ungültig befunden, sondern im Gegenteil: Quantenmechanik und Relativitätstheorie haben die Richtigkeit der klassischen Mechanik erst vollends sichergestellt, indem durch diese beiden Theorien genau Art und Umfang der Grenzen angegeben wird, innerhalb derer die klassische Mechanik mit aller erforderlichen Exaktheit gilt. Für alle Prozesse, bei denen man ohne einen ins Gewicht fallenden Fehler die Lichtgeschwindigkeit als unendlich groß und das Plancksche Wirkungsquantum als unendlich klein ansehen kann, stimmen die Aussagen der Relativitätstheorie und der Quantenmechanik mit den Aussagen der klassischen Mechanik überein.

Deshalb sind auch Relativitätstheorie und Quantenmechanik weniger gesichert, als die klassische Mechanik, weil wir über die Grenzen ihrer Gültigkeit bisher nur ganz ungenügend informiert sind. Gegenwärtig vollzieht sich gerade eine neue Entwicklung, deren Ziel die Vereinigung von Relativitätstheorie und Quantenmechanik ist. Wie wir heute bereits erkennen können, ist diese Vereinigung aber nur möglich, wenn ein ganz neues theoretisches Fundament geschaffen wird, von dem aus gesehen Quantenmechanik und Relativitätstheorie beide als nur in bestimmten Grenzen gültig erscheinen. Im Falle der Quantenmechanik sind die Grenzen schon seit längerem wenigstens andeutungsweise bekannt. Diese Theorie verliert ihren Sinn und ihre Aussagekraft bei Prozessen, die sich in räumlichen Dimensionen von der Größe der Elementarteilchen abspielen, also im Bereich von Längen von der Größenordnung 10^{-13} cm. Das bedeutet, daß die Quantenmechanik die Gesetzmäßigkeit der Umwandlung der Elementarteilchen nicht erschöpfend erfassen kann. Sie sagt z. B. nichts über die innere Struktur des Elektrons aus.

Das wesentlich Neue der Quantenmechanik aber, das unverlierbar in jede weitere Entwicklung der Theorie eingehen wird, hängt mit der Entdeckung der Naturkonstanten h, dem Planckschen Wirkungsquantum, zusammen. Es ist die Erkenntnis, daß alle elementaren Bausteine der Welt einen doppelten Aspekt haben, daß sie zugleich Wellencharakter und Teilchencharakter besitzen. Die Aufklärung des physikalischen Sinns dieses „Dualismus Welle-Korpuskel" ist die Leistung der Quantenmechanik.

Zur Heisenbergschen Unbestimmtheitsrelation

Über die erkenntnistheoretischen Konsequenzen der Ergebnisse der Quantenmechanik hat es nicht nur unter den Philosophen aller Richtungen, sondern auch unter den Physikern leidenschaftliche Auseinandersetzungen gegeben und gibt es sie auch heute noch. Über einige Fehlinterpretationen aber herrscht jetzt — zumindest bei den Physikern — ziemliche Einigkeit.

Den größten fruchtlosen Streit hat die berühmte Heisenbergsche Unbestimmtheitsrelation ausgelöst, Es wurde nämlich fälschlich behauptet, der Sinn ihrer Aussage sei, daß der Physiker wie eine Art Zauberer die Kraft habe, der Natur die Gesetzmäßigkeit vorzuschreiben, der sie gehorchen müsse. Wie im vorhergehenden Artikel bereits dargelegt wurde, besagt die Heisenbergsche Unbestimmtheitsrelation, daß das Produkt kanonisch konjugierter Teilchenparameter eine mittlere Unbestimmtheit vom Betrage h hat. Solche kanonisch konjugierten Parameter sind z. B. Impuls und Ort oder Energie und Zeit. Die Produkte dieser Größen haben alle die Dimension einer Wirkung, nämlich $cm^2 \, g \, s^{-1}$. Die Unbestimmtheitsrelation sagt also zunächst nur aus, daß Wirkungen eine solche Unbestimmtheit vom Betrage h haben. Um Wirkungen zu messen, muß ich stets Werte der unter den Meßbedingungen zugänglichen kanonisch konjugierten Parameter bestimmen. Ich kann es nun stets so einrichten, daß der Wert eines bestimmten Parameters unter meinen Beobachtungsbedingungen sehr exakt festgelegt ist. Die „Unbestimmtheit" seines Betrages ist dann sehr klein. Da dieser Wert aber Bestandteil einer im Betrage von h unbestimmten Größe ist, kann ich nicht verlangen, daß auch der Wert des kanonisch konjugierten Parameters unter den gleichen Bedingungen ebenfalls beliebig exakt festgelegt werden kann. Er erscheint dann demnach mit einer entsprechend großen Unbestimmtheit. Sind die Unbestimmtheiten der beiden Parameter Δp und Δq, so gilt eben:

$$\Delta p \cdot \Delta q \geqq h.$$

Zum anschaulichen Verständnis dieses einfachen Zusammenhangs betrachten wir ein analoges Beispiel aus der experimentellen „Makrophysik", das die Verhältnisse illustriert: Mit Hilfe eines Gewehrs soll eine Kugel abgeschossen werden. Bei den gegebenen Eigenschaften des Gewehrs, des verwendeten Pulvers usw. wird es nicht möglich sein, die Geschwindigkeit des Geschosses vollständig exakt vorherzubestimmen. Die Geschwindigkeit wird eine gewisse Unbestimmtheit von soundsovielen Zentimetern/Sekunde haben. Die den „kanonisch konjugierten" Parametern analogen Größen werden in diesem Beispiel dargestellt durch Weg und reziproke Zeit. Ihr Produkt — die Geschwindigkeit — ist in einem bestimmten Maße unbestimmt. Trotzdem kann ich es natürlich jederzeit so einrichten, daß das Geschoß einen ganz genau bestimmten Weg zurücklegt. Dann aber ist die dafür benötigte Zeit entsprechend unbestimmt — oder umgekehrt. Es gilt also:

$$\Delta s \cdot \Delta\left(\frac{1}{t}\right) = \Delta v.$$

Die beobachtete Abhängigkeit der Unbestimmtheit der einen Größe von der Unbestimmtheit der anderen beruht aber doch nur auf der Unbestimmtheit einer einzigen Größe, in unserem Beispiel der Geschwindigkeit. Analog behauptet die Quantenmechanik für alle Mikroprozesse eine Unbestimmtheit der Wirkung, die naturgesetzlich den Betrag h hat:

$$\Delta p \cdot \Delta q = \Delta W = h$$

(W = Wirkung).

Oft wird behauptet, der Grund hierfür liege darin, daß durch den Vorgang der Messung des einen Parameters ein unkontrollierbarer Einfluß auf den Wert des anderen Parameters ausgeübt werde. Das ist aber nicht richtig. Die Unbestimmtheitsrelation gilt keineswegs nur für Meßvorgänge, sondern auch für Prozesse, an denen wir völlig unbeteiligt sind. Sie tritt überall in Erscheinung und demnach natürlich auch bei allen Messungen, die ja ihrerseits auch nur bestimmte — und zwar experimentelle — Naturvorgänge sind.

Möglichkeit und Wirklichkeit

Was bedeutet nun die „Unbestimmtheit" von Wirkungen im Sinne der Quantenmechanik? Sie bedeutet, daß unter objektiv gleichen Bedingungen die in Erscheinung tretenden Wirkungen niemals völlig gleich sind, sondern eine gewisse Schwankungsbreite haben müssen. Anders ausgedrückt besagt dies auch, daß die jeweils vorhergehenden Vorgänge — die Ursachen — die nachfolgenden — die Wirkungen — nur in einem eingeschränkten Maße vorherbestimmen, nämlich nur soweit, daß für die physikalische Dimension einer Wirkung eine Unbestimmtheit vom Betrage h bleibt. Welchen Wert die Wirkungsgröße jeweils tatsächlich annahm, läßt sich zwar jedesmal hinterher feststellen. Aber er hätte im Rahmen der bestehenden Gesetzmäßigkeiten auch etwas anders sein können. Jede mögliche Abweichung von einem — selbstverständlich exakt vorher berechenbaren — durchschnittlichen Wert hat eine bestimmte „Wahrscheinlichkeit", wobei diese Wahrscheinlichkeit mit der Größe der Abweichung sinkt. Nehmen wir als Beispiel den radioaktiven Zerfall. Die Zerfallsenergie erscheint mit einer durch die Struktur des Kerns festgelegten Unbestimmtheit vom Betrage ΔE. Daraus ergibt sich eine mittlere Lebensdauer der Kerne vom Betrage Δt, der Zeit, in der 1/e der Kerne zerfallen ist (e = 2,71828···, Basis der natürlichen Logarithmen). Angesichts der Kleinheit von h und der Größe von E beim radioaktiven Zerfall ergeben sich bei längeren Halbwertszeiten im Verhältnis zu E sehr kleine Werte für ΔE. Die große Unbestimmtheit des Zeitpunktes des Zerfalls ist gesetzmäßig gebunden an die geringe Unbestimmtheit der Zerfallsenergie. Andererseits wird aber zugleich naturgesetzlich die mittlere Zerfallszeit exakt festgelegt. Man kann dies auch so ausdrücken: Die Gesetzmäßigkeiten, die für einen bestimmten Prozeß wirksam sind, bestimmen nur die „Möglichkeit" eines bestimmten Ereignisses — z. B. des Zerfallsaktes —, aber sie sagen für den Einzelfall nichts darüber aus, wo und wann das Ereignis wirklich eintreten wird. Hierbei bestimmen die Gesetzmäßigkeiten die Möglichkeit des Ereignisses nicht nur qualitativ, sondern auch quantitativ, indem sie die Wahrscheinlichkeit seines Eintretens exakt determinieren.

Diese Beziehung zwischen Möglichkeit und Wirklichkeit ist der eigentliche Wesenszug der Quantenmechanik. Er wird theoretisch hergeleitet aus der komplementären Natur der Mikroobjekte, zwei einander widersprechende Aspekte zu haben, nämlich den Teilchenaspekt und den Wellenaspekt. Einerseits existieren — objektiv nachweisbar — die Teilchen, die Korpuskeln, einmalige singuläre Gebilde, die abzählbar sind, für deren Bewegung und Veränderung bestimmte Erhaltungssätze gelten, wie der Energiesatz, der Impulssatz, der Erhaltungssatz für die elektrische Ladung usw. Andererseits ist es nicht möglich, die allgemeinen Gesetzmäßigkeiten der Bewegungen und Veränderungen dieser Teilchen anders zu beschreiben, als mit Hilfe des sogenannten Wellenbildes. Beide Bilder — Teilchenbild und Wellenbild — sind im theoretischen Sinne objektiv, d. h. in ihnen kommen Eigenschaften und Gesetzmäßigkeiten der objektiven Realität zum Ausdruck. Aber keins von ihnen allein genügt, um das Verhalten der Mikrowelt vollständig darzustellen. Beide bedürfen des anderen zu seiner Ergänzung. In diesem Sinne sind sie komplementär.

Versuchen wir, die Bewegung der Korpuskeln mit den Mitteln der klassischen Mechanik zu beschreiben, so ergibt sich, daß die Natur so eingerichtet ist, daß die Teilchen sich zwar klassisch verhalten könnten, es aber für uns keine Möglichkeit gibt, uns Kenntnis von diesem Verhalten zu verschaffen. Von diesem Standpunkt aus gesehen erscheint die Mikrowelt verborgen und prinzipiell unzugänglich. Ähnlich war die Situation in bezug auf den Begriff „absoluter Raum" vor der Ausarbeitung der Relativitätstheorie. Man konnte sich zwar denken, daß es einen absoluten Raum gibt, aber er war prinzipiell nicht erkennbar. Die Naturwissenschaft stellte sich in beiden Fällen auf den materialistischen Standpunkt und erklärte: Es gibt nichts prinzipiell Verborgenes und Unerkennbares; wenn es so scheint, so liegt es daran, daß die Vorstellungen in unserem Kopf der Wirklichkeit nicht entsprechen und abgeändert werden müssen. Die Relativitätstheorie erklärte die Unerkennbarkeit des absoluten Raums damit, daß es ihn nicht gibt. Die Quantenmechanik erklärte die Unerkennbarkeit der klassischen Teilchenparameter damit, daß es diese „verborgenen Parameter" nicht gibt.

Komplementarität

Betrachten wir die beiden komplementären Bilder, die die Quantenmechanik von den Mikroobjekten entwirft, etwas näher. Im Wellenbild gibt es nur Kontinuumprozesse. Partikel existieren überhaupt nicht. Der Raum dieser Wellen ist nicht identisch mit dem physikalischen Raum. Alle quantitativen und qualitativen Aussagen des Wellenbildes sind völlig eindeutig und absolut determiniert. Es existiert dort keinerlei Unbestimmtheit. Sehen wir davon ab, daß in der physikalischen Wirklichkeit nichts existiert, was in diesem Wellenbild dargeboten wird, so finden wir der Form nach eine Verwandtschaft dieses Bildes mit der mathematischen Form der klassischen Mechanik. Der Gegenstand ist zwar ein anderer, die Gesetzmäßigkeiten besondere; aber hier wie dort beherrschen bestimmte Bewegungsgesetze das Geschehen in einer Welt völlig kontinuierlichen Zusammenhangs. Im Korpuskelbild finden wir eine diskontinuierliche Welt vor, in der lauter diskrete Individuen, die Partikel, existieren. Sie sind mit ganz bestimmten Eigenschaften behaftet, die uns aus der klassischen Physik her wohl vertraut sind. Sie haben Impuls, Masse, elektrische Ladung usw. Wellen kommen in diesem Bild überhaupt nicht vor und können nicht vorkommen, da Wellen Kontinuumserscheinungen sind. Das Korpuskelbild hat im Gegensatz zum Wellenbild die Eigenschaft, daß es lauter zweifellos existierende Dinge beschreibt. Die Teilchen gibt es, sie bewegen sich im drei-dimensionalen physikalischen Raum. Aber das Korpuskelbild liefert uns keine Angaben darüber, nach welchen Gesetzmäßigkeiten sich diese Korpuskeln unter bestimmten physikalischen Bedingungen tatsächlich verhalten werden. Es kann z. B. die Frage nicht beantworten: Welches wird die Bahn eines Elektrons sein, das mit einer bestimmten Geschwindigkeit durch einen dünnen Kristall „geschossen" wird? Die Antwort auf diese Frage können wir aber aus dem Wellenbild erhalten. Dazu müssen wir die „Aussagen" des Wellenbildes in die Sprache des Korpuskelbildes übersetzen.

Das Wellenbild beschreibt den Vorgang als einen abstrakten wellenhaften Kontinuumsprozeß. Aus der Beschreibung können wir z. B. bestimmte Werte für Amplituden dieser Wellen entnehmen. Übersetzen wir diese streng determinierten Angaben aber in die Sprache des Korpuskelbildes, so verlieren sie ihren determinierten Charakter. Sie tauchen im Korpuskelbild auf als reine Wahrscheinlichkeitsangaben. Wenn ein Elektron bestimmter Geschwindigkeit in einen kleinen Kristall eintritt, so finden wir, daß seine weitere Bahn nun unbestimmt wird, so daß es überhaupt keinen Sinn mehr hat, von einer vorherbestimmten einzelnen Bahn zu sprechen. Aber wir können sehr exakt berechnen, wie groß die Wahrscheinlichkeit ist, daß das Elektron in einer bestimmten Richtung aus dem Kristall austritt. Es ergibt sich, daß die gesetzmäßige Verteilung der Wahrscheinlichkeit in den verschiedenen Richtungen gerade so ist, als ob nicht ein Elektron, sondern eine Welle den Kristall passiert hätte, wobei am Raumgitter des Kristalls Interferenz eingetreten ist. Andererseits können wir selbstverständlich im Experiment jederzeit feststellen, welche Bahn ein bestimmtes Elektron wirklich eingeschlagen hat. Wir brauchen dazu nur hinter dem Kristall einen Fluoreszenzschirm aufzustellen. Jedes durch den Kristall fliegende Elektron liefert uns an einer bestimmten Stelle des Schirms einen kleinen Blitz. Aber wir haben nicht die geringste Möglichkeit, vorherzusagen, an welcher Stelle des Schirms ein bestimmtes Elektron ankommen wird. Diese Unbestimmtheit ist demnach eine objektive Eigenschaft der Teilchenbahn. Wir können nur sagen, wie die Wahrscheinlichkeit für das Eintreffen des Elektrons auf dem Schirm verteilt ist. Die Aussage der Quantenmechanik lautet also, daß eine Vorausberechnung der Bewegung bei den einzelnen Mikroteilchen prinzipiell nicht möglich ist, und zwar deshalb nicht, weil die Bahn des Mikroteilchens genau in dem durch die Theorie angegebenen Ausmaß unbestimmt ist.

Wie wohl aus diesen Darlegungen mit Deutlichkeit hervorgeht, bedeutet Unbestimmtheit der Bahn nichts anderes als „Zufälligkeit" der Bahn. Damit ist die Quantenmechanik die erste physikalische Theorie, die in voller Konsequenz die Zufälligkeit als eine objektive Kategorie der Wirklichkeit auffaßt.

Wird fortgesetzt

Ing. REINER GALLE, Mitteilung aus dem VEB Vakutronik, Dresden

Zur Dimensionierung der Mittelwertstufe eines dosimetrischen Kernstrahlungsmeßgerätes

Der Nachweis und die quantitative Bestimmung radioaktiver Strahlung wird in zunehmendem Maße mit kleinen tragbaren, netzunabhängigen dosimetrischen Kernstrahlungsmeßgeräten durchgeführt, die entsprechend ihrem Verwendungszweck eine direkte und möglichst genaue Anzeige der Dosisleistung von Gammastrahlung, der Aktivität von Beta- und Alphastrahlung oder des Neutronenflusses gewährleisten müssen.

In empfindlichen dosimetrischen Meßgeräten wird vornehmlich die Anzahl der impulsförmigen Signale eines Strahlendetektors bezogen auf die Zeiteinheit als Maß für die dosimetrische Einheit der Strahlung ausgewertet. Der nachfolgende Beitrag befaßt sich mit der Dimensionierung der Mittelwertstufe eines kleinen dosimetrischen Gerätes unter Verwendung von Elektronenröhren.

Bild 1 zeigt das für die Mehrzahl tragbarer dosimetrischer Kernstrahlungsmeßgeräte gültige Blockschaltbild.

Als Detektor wird am häufigsten das Geiger-Müller-Zählrohr verwendet. Szintillatoren in Verbindung mit dem Sekundärelektronenvervielfacher werden in Ausnahmefällen hauptsächlich dort eingesetzt, wo ein hochempfindlicher Gammadetektor oder ein Detektor für sehr geringe Alphaaktivitäten benötigt wird. Für die Gammadosimetrie mit Szintillatoren unter Verwendung der Methode der Impulsdichtemessung muß allerdings mit einem relativ großen Fehler gerechnet werden, der durch die starke Energieabhängigkeit der Impulsdichte entsteht [5]. Die Ionisationskammer wird in diesem Zusammenhang kaum angewandt; in Verbindung mit elektrometrischen Meßmethoden war sie bisher als weitgehend energieunabhängiger Detektor dem Bereich hoher und höchster Dosisleistung vorbehalten. In jüngster Zeit wurden allerdings auch relativ empfindliche mit einer Hochdruckionisationskammer ausgerüstete dosimetrische Geräte bekannt [1].

Detektorkreis → Impulsverstärker → Normalisator → Integrator → Meßkreis

Bild 1: Allgemeines Blockschaltbild für ein dosimetrisches Kernstrahlungsmeßgerät mit Impulsdichtemessung

Die Höhe des dem Detektorkreis entnehmbaren Impulssignals bestimmt, ob und in welchem Ausmaße eine Nachverstärkung in der Stufe Impulsverstärker nötig wird. Der Normalisator bringt alle Impulse oberhalb einer Mindesthöhe (Eingangsempfindlichkeit) auf eine gleiche Norm, während der Integrator diese normierten Signale in einen im Meßkreis auswertbaren arithmetischen Strom- oder Spannungsmittelwert umformt. Das Problem beruht also auf der möglichst genauen Messung der Impulsdichte des Detektors, wobei unter dem Begriff Impulsdichte die pro Zeiteinheit entstehende mittlere Anzahl von Impulsen zu verstehen ist.

Während in den letzten Jahren in industriell gefertigten dosimetrischen Geräten dieser Art noch Impulsdichtemesserschaltungen verwendet wurden, die zwar äußerst einfach im Aufbau, aber dafür mit relativ großen Meßunsicherheiten behaftet waren (siehe hierzu Beispiel Bild 2), besitzen diese Geräte neuerdings fast ausschließlich einen mono- oder bistabilen Kippkreis mit eigenen Zeitgliedern.

Damit kann der Auflösefehler der Meßanordnung durch die Mittelwertstufe selbst bestimmt und — da er dadurch mit ausreichender Genauigkeit bekannt ist — auch eliminiert werden. Dies ist möglich, wenn die Auflösungszeit τ_a der Mittelwertstufe größer ist als der Maximalwert der Auflösungszeit τ_d des Detektors. Die Notwendigkeit dieser Maßnahme ergibt sich durch eine starke Abhängigkeit der Auflösungszeit des Detektors von verschiedenen Parametern; so ändert sich beispielsweise die Totzeit von Geiger-Müller-Zählrohren sehr stark in Abhängigkeit von der Betriebsspannung [2] und von der Impulsdichte.

Die nachfolgend näher behandelte Mittelwertstufe ist eine Schaltung, die die Bestandteile Normalisator, Integrator und Meßkreis entsprechend Bild 1 enthält.

Schaltung

Wie schon eingangs erwähnt, kann der Meßkreis zur Auswertung des Detektorsignals entweder einen Strom- oder Spannungsmesser enthalten. Stellt man Vor- und Nachteile beider Methoden gegenüber, so bietet die Strommessung für netzunabhängige transportable Geräte die größeren Vorzüge, da bei ihr ein geringerer Bau- und Bedienungselementeaufwand besteht und die Möglichkeit eines zusätzlichen Nullpunktfehlers grundsätzlich vermieden werden kann. Bei der Strommessung ergibt sich lediglich ein Nachteil durch die vornehmlich in Bereichen höchster Empfindlichkeit benötigten großen Kapazitätswerte für den Integrationskreis. Diese hohen Werte lassen sich erfahrungsgemäß nur durch Elektrolytkondensatoren realisieren, die ihrerseits Nachteile, wie unter anderem hohe Temperaturabhängigkeit und große Toleranz des Kapazitätswertes, einen hohen Reststrom nach längerer Lagerung sowie eine begrenzte Lagerfähigkeit, besitzen.

Bild 2: Prinzipschaltbild einer einfachen Mittelwertstufe

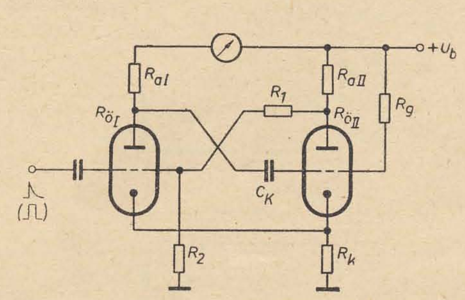


Bild 3: Prinzipschaltbild der Mittelwertstufe (Univibrator)

Das Schaltbild der hier beschriebenen Mittelwertstufe zeigt Bild 3. Die Schaltung beruht auf dem Prinzip des Univibrators (monostabiler Kippkreis).

Die folgenden Erklärungen erleichtern das Verständnis der Schaltung. $Rö_I$, also das erste Röhrensystem des Univibrators nach Bild 3, sei im Ruhezustand vollkommen gesperrt, so daß im Anodenkreis kein Strom fließt. Für diesen Fall gilt folgende Bedingung:

$$U_k - U_{gI} \geqq D_I \cdot U_{a/kI} = U_{cI}. \qquad (1)$$

Gelangt nunmehr ein positives Signal einer Mindestgröße zum Gitter von $Rö_I$, so zieht diese Röhre Anodenstrom. Durch den an der Anode entstehenden negativen Spannungssprung wird über den Koppelkondensator C_K $Rö_{II}$ geschlossen. An der Anode von $Rö_{II}$ entsteht hierdurch ein positiver Spannungssprung, der, entsprechend der Dimensionierung des Spannungsteilers aus R_1 und R_2, das neue Gitterpotential und damit den Arbeitspunkt von $Rö_I$ während des quasistabilen¹) Zustandes des Univibrators [6] festlegt.

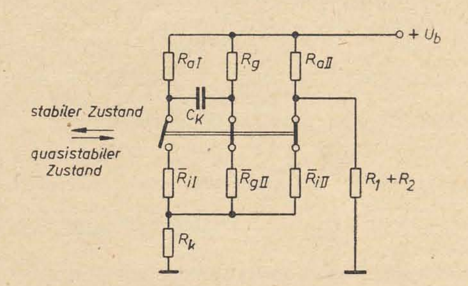


Bild 4: Ersatzschaltbild des Univibrators zur Kippzeitberechnung

Der quasistabile Zustand dauert an, bis C_K soweit entladen ist, daß die Bedingung:

$$\hat{U}'_k - u'_{gII} \leqq D_{II} \cdot U'_{a/kII} \qquad (2)$$

erfüllt wird.

Durch den in $Rö_{II}$ ansteigenden Anodenstrom wird $Rö_I$ sowohl über die Katoden- als auch über die Anodengitterkopplung wieder geschlossen. Dieser Übergang in einen neuen stabilen Zustand wird noch über den Kopplungsweg $_{aI} - C_K - {}_{gII}$ beschleunigt, wodurch $Rö_{II}$ wieder ins Gitterstromgebiet gesteuert und damit der Kondensator C_K mit verkleinerter Zeitkonstante aufgeladen werden kann.

Anstatt des Steuergitters kann vorteilhafterweise auch die Anode von $Rö_I$ zum Triggern benutzt werden. Der Vorgang spielt sich dann in ähnlicher Weise ab. Hierbei werden allerdings Impulse mit negativer Polarität benötigt.

¹) Anstatt „quasistabil" wird auch der Ausdruck „metastabil" verwendet.

Beziehung für die Schaltzeit

Entsprechend der Berechnung der Schaltzeit für den Multivibrator [3] erhält man für den Univibrator nach Ersatzschaltbild (Bild 4) folgende Beziehung:

$$T_D = \left(\frac{R_{aI} \cdot (\bar{R}_{iI} + R_k)}{R_{aI} + \bar{R}_{iI} + R_k} + R_g\right) \cdot C_K \ln \frac{2 R_{aI} + \bar{R}_{iI}}{(1 + D_{II})(R_{aI} + \bar{R}_{iI})}. \quad (3a)$$

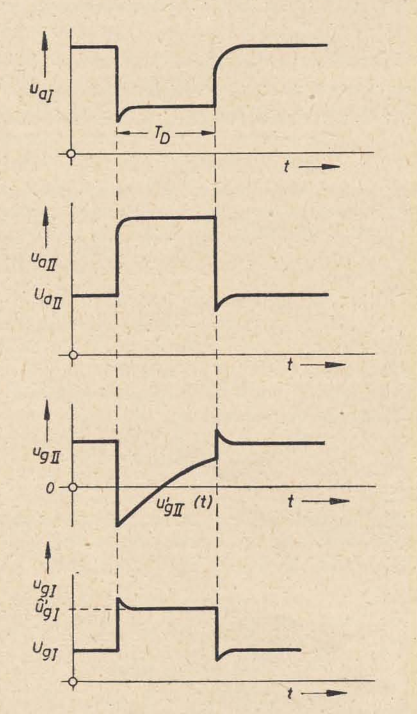


Bild 5: Spannungsverläufe am Univibrator

Wie Bild 5 veranschaulicht, erhält man diese Beziehung aus der Funktion $u'_g/_{kII} = f(t)$. Für den Fall $u'_g/_{kII} = - D_{II} \cdot U'_a/_{kII}$ ergibt sich $t = T_D$.

Eine der Grundforderungen für die Dimensionierung des Univibrators [4] ist:

$$R_g \gg R_{aI}.$$

Für den Fall $R_g \gg R_{aI} \,||\, (\bar{R}_{iI} + R_k)$ vereinfacht sich die Beziehung (3a) zu:

$$T_D \approx R_g C_K \ln \frac{2 R_{aI} + \bar{R}_{iI}}{(1 + D_{II})(R_{aI} + \bar{R}_{iI})} \cdot \quad (3b)$$

Die Schaltung zeichnet sich durch eine gute Stabilität der Kippzeit T_D aus, da $u'_g/_{kII}$ für den Zeitpunkt $t = T_D$ noch relativ steil abfällt. Dies wird dadurch bewirkt, daß das Steuergitter von $Rö_{II}$ über einen hochohmigen Widerstand R_g gegen den positiven Pol der Anodenspannungsquelle geschaltet ist. Aus der Beziehung (3b) ist zu ersehen, daß die Schaltzeit bzw. der quasistabile Zustand des Univibrators direkt proportional zu R_g und C_K verläuft. R_g und C_K sind also die Zeitglieder des Univibrators, die einen besonderen Einfluß auf die Impulsbreite und damit auf die elektronische Auflösungszeit der Schaltung ausüben.

Beziehung für den Meßstrom

An der Anode von $Rö_I$ entsteht pro Kippvorgang ein Impuls nach Bild 6a. Vernachlässigt man die Anstiegszeit und das Überschwingen und stellt den Abfall des Impulses durch eine lineare Funktion dar, so ergibt sich für den Anodenstrom ein idealisierter Stromimpuls nach Bild 6b. Daraus kann als Näherung für den arithmetischen Mittelwert des Anodenstromes von $Rö_I$ die nachfolgende Beziehung abgeleitet werden:

$$I_{aI} = \hat{\imath}_{aI}\left(T_D + \frac{T_ü}{2}\right) n; \quad (4)$$

Detektor	Hersteller	Dosiskonstante Kγ[1]) Imp/μr	Dosiskonstante Kγ[1]) Imp/min / mr/h	Bemerkungen
Geiger-Müller-Zählrohre				
VA — Z — 110	Vakutronik	≈30	≈500	
VA — Z — 111	Vakutronik	190	3170	Toleranz etwa ±10%
VA — Z — 112	Vakutronik	≈540	≈9000	
18 503	Valvo	≈108	≈1800	[2])
18 509	Valvo	≈3,6	≈60	[2])
CTC-5	UdSSR	≈90	≈1500	
CTC-6	UdSSR	≈390	≈6500	
Szintillatoren				
NaJ (Tl) 35 mm ∅ × 25 mm	Zeiss Jena	≈10500	≈175000	
NaJ (Tl) 35 mm ∅ × 25 mm		≈315000	≈5250000	für Eγ = 0,1 MeV näherungsweise berechnet
PTP 25 mm ∅ × 25 mm (Plast)	VUPEF CSR	≈1800	≈30000	
PTP 35 mm ∅ × 25 mm	VUPEF CSR	≈3600	≈60000	[3])
PTP 35 mm ∅ × 25 mm		≈113000	≈1880000	für Eγ = 0,1 MeV näherungsweise berechnet

die elektronische Auflösungszeit der Meßanordnung wird somit:

$$\tau_a \approx T_D + T_ü. \quad (5)$$

Die Gleichung (4) enthält allerdings eine Größe, die funktionell relativ schwierig zu erfassen ist, nämlich die Übergangszeit $T_ü$ vom quasistabilen zum nächsten stabilen Zustand. Diese Übergangszeit kann zwar näherungsweise berechnet werden, da die Aufladung des Koppelkondensators C_K im Gitterstrombereich von $Rö_{II}$ mit der Zeitkonstante

$$C_K \cdot \left(R_{aI} + \frac{R_g(\bar{R}_{gII} + R_k)}{R_g + \bar{R}_{gII} + R_k}\right)$$

erfolgt, aber gerade dadurch ergibt sich eine Schwierigkeit, da der äquivalente mittlere Gleichstromwiderstand $\bar{R}_{gII}$ der Gitterkatodenstrecke von $Rö_{II}$ nicht ohne weiteres erfaßbar ist.

Auf Grund von praktischen Untersuchungen kann die Übergangszeit näherungsweise $T_ü \approx 0,1\, T_D$ gesetzt werden. Führt man dies in Gleichung (4) ein, so erhält man für den mittleren Anodenstrom von $Rö_I$ in Abhängigkeit von der den Univibrator beeinflussenden Impulsdichte n folgende Beziehung:

$$I_{aI} = \hat{\imath}_{aI} \cdot 1,05 \cdot T_D \cdot n, \quad (6a)$$

und aus den Beziehungen (4) und (5) ergibt sich:

$$I_{aI} = \hat{\imath}_{aI} \cdot 0,955 \cdot \tau_a \cdot n. \quad (6b)$$

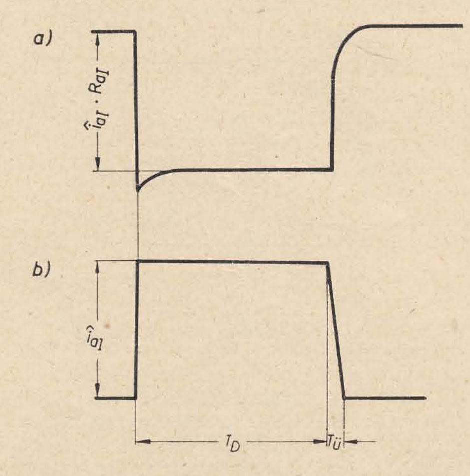


Bild 6: a) Spannungsimpuls an der Anode von $Rö_I$
b) Stromimpuls des Anodenstromes von $Rö_I$ (vereinfacht)

Ist τ_a klein gegenüber dem mittleren Abstand zweier Impulse, so kann der Auflösefehler der Meßanordnung mit

$$P \approx n \tau_a \quad (7)$$

bestimmt werden. Aus (6b) und (7) wird somit

$$I_{aI} = \hat{\imath}_{aI} \cdot 0,955 \cdot P. \quad (6c)$$

Festlegung der Meßbereiche und des Skalenverlaufes

Wie schon einleitend erwähnt, ist möglichst die Bedingung $\tau_a > \tau_d$ zu erfüllen, damit der Auflösefehler der Meßanordnung eliminiert werden kann. Zur überschlägigen Festlegung der dosimetrischen Skala muß die Dosiskonstante Kγ des Detektors bekannt sein. Die folgende Tabelle gibt verschiedene Werte der Dosiskonstante einiger gebräuchlicher Detektoren für die Gammastrahlung im Energiebereich um 1 MeV an.

Der Zusammenhang zwischen der Impulsdichte n und der Dosisleistung Lγ ist der Beziehung

$$n \approx \frac{K\gamma \cdot L\gamma}{1 + K\gamma\, L\gamma \cdot \tau_a} \quad (8)$$

zu entnehmen.

Diese Beziehung gilt mit ausreichender Genauigkeit für $n \tau_a \ll 1$. Setzt man den für n erhaltenen Wert aus (8) in (6b) ein, so ergibt sich als endgültige Dimensionierungsbeziehung für den Skalenverlauf des Univibrators als Dosisleistungsmesser:

$$I_{aI} = \hat{\imath}_{aI} \cdot 0,955 \frac{K\gamma \cdot L\gamma \cdot \tau_a}{1 + K\gamma \cdot L\gamma \cdot \tau_a}. \quad (9)$$

Ist die Dosiskonstante des Detektors nicht bekannt, so kann man dieselbe bei Geiger-Müller-Zählrohren üblicher Konstruktion unter Zuhilfenahme der effektiven Katodenabmessungen des Zählrohrtyps abschätzen [5, 11]

$$K\gamma \approx d_K \cdot l_K \cdot \frac{250\ \mathrm{Imp/_{min}}}{\mathrm{mr/_h \cdot cm^2}}. \quad (10)$$

Allerdings tritt nach Beziehung (10) in einigen Fällen, vornehmlich bei Hochdosiszählrohren,

---

[1]) Sofern nicht anders vermerkt, bezieht sich die Dosiskonstante Kγ auf die Gammastrahlung von ^{60}Co (Kobalt 60).

[2]) Eingangsempfindlichkeit des Zählgerätes: 0,1 V_s; Arbeitswiderstand: 11 MΩ (nach Angaben der Firma Valvo).

[3]) Die Werte Kγ für den Plast 35 mm ∅ × 25 mm sind aus den Meßwerten für den Plast 25 mm ∅ × 25 mm errechnet, damit ein direkter Empfindlichkeitsvergleich zum NaJ-Kristall gegeben ist.

ein relativ großer Fehler auf, so daß es zweckmäßig erscheint, stets eine dosimetrische Überprüfung der Skala mit einem Eichstrahler durchzuführen [8].
Bei Geräten mit mehreren Meßbereichen hat sich in letzter Zeit eine Bereichsaufteilung im Verhältnis 100 : 10 : 1 ... eingebürgert. Teilt man die zugehörigen Auflösungszeiten im Verhältnis 1 : 10 : 100 ... auf, so kommt man mit einer Skalenteilung aus, da jeweils für einen bestimmten Punkt auf der Skala unabhängig vom eingestellten Meßbereich das Produkt $n\tau_a$ gleich ist. Durch diese Maßnahme wird außerdem die Auswertung der Meßanzeige erleichtert, da man das Meßergebnis auf eine sehr einfache Weise durch Multiplikation der Anzeige des Meßinstrumentes mit dekadischen Bereichsfaktoren erhalten kann. Von dieser Bereichsaufteilung muß auch dann unbedingt Gebrauch gemacht werden, wenn das Gerät für verschiedene Meßzwecke geeignet sein soll und keine Mehrfachausnutzung der Skalen erfolgen kann. Ein Gerät kann also z. B. sowohl als Dosisleistungsmesser als auch als Aktivitätsmesser benutzt werden, indem lediglich die Sonde den bestimmten Meßanforderungen angepaßt wird, also die Elektronik in beiden Fällen gleich ist. Auch eine Bereichsaufteilung im Verhältnis 1:3:10:30... ist üblich.

Fehlerbeziehung für die Mittelwertstufe

Durch die Fehlerbeziehung für die Schaltung kann der Einfluß von Wertänderungen der einzelnen Bauelemente auf die Messung bzw. auf das Meßergebnis vorauskalkuliert werden. Darüber hinaus kann mit ihr auch der erforderliche Regelbereich für die Abgleichbauelemente ermittelt werden. Es besteht also die Möglichkeit, etwaige kritische Bauelemente bei der Dimensionierung zu berücksichtigen.
Die Fehlerbeziehung für den Strom erhält man durch partielles Differenzieren der Gleichung (4) nach allen Einflußgrößen. Für den Fall $\frac{\Delta n}{n} = 0$ und $\frac{\Delta D_{II}}{D_{II}} = 0$ ergibt sich die Endbeziehung [14]:

$$\frac{\Delta I_{aI}}{I_{aI}} = \frac{\Delta U_a}{U_a} - \frac{\Delta \bar{R}_{iI}}{\bar{R}_{iI}} + \frac{1}{1 + \frac{T_ü}{2\,T_D}} \left[\frac{\Delta C_K}{C_K} + \frac{\Delta R_g}{R_g} + \frac{\frac{R_{aI} \cdot \bar{R}_{iI}}{R_{aI} + \bar{R}_{iI}}}{2\,R_{aI} + \bar{R}_{iI}} \left(\frac{\Delta R_{aI}}{R_{aI}} - \frac{\Delta \bar{R}_{iI}}{\bar{R}_{iI}}\right)\right] + \frac{1}{1 + \frac{2\,T_D}{T_ü}} \left[\frac{\Delta C_K}{C_K} + \frac{1}{R_{aI} + \bar{R}_{gII} + R_k}\left(\frac{\Delta R_{aI}}{R_{aI}} \cdot R_{aI} + \frac{\Delta \bar{R}_{gII}}{\bar{R}_{gII}} \bar{R}_{gII} + \frac{\Delta R_k}{R_k} R_k\right)\right]. \quad (11)$$

Da $T_ü \ll T_D$ ist, kann (11) folgendermaßen vereinfacht werden:

$$\frac{\Delta I_{aI}}{I_{aI}} = \frac{\Delta U_a}{U_a} - \frac{\Delta \bar{R}_{iI}}{\bar{R}_{iI}} + \frac{\Delta C_K}{C_K} + \frac{\Delta R_g}{R_g} + \frac{R_{aI} \cdot \bar{R}_{iI}}{(R_{aI} + \bar{R}_{iI})\,(2\,R_{aI} + \bar{R}_{iI})} \left(\frac{\Delta R_{aI}}{R_{aI}} - \frac{\Delta \bar{R}_{iI}}{\bar{R}_{iI}}\right). \quad (12)$$

In den Beziehungen (11) und (12) ist allerdings der Einfluß der Gegenkopplung durch R_k auf $\bar{R}_{iI}$ nicht enthalten, weshalb der durch die Änderung des mittleren Gleichstromwiderstandes von $Rö_I$ verursachte Fehler in Wirklichkeit bedeutend geringer ist. Er läßt sich aus den grafischen Darstellungen der Bilder 11 und 12 entnehmen, und zwar dadurch, daß für gleiche Werte von $\hat{u}'_{gI}$ — hierdurch ist der Arbeitspunkt des Univibrators festgelegt — der Unterschied ΔI_a bestimmt wird. In dem in den Bildern 11 und 12 aufgeführten Dimensionierungsbeispiel beträgt die Stromänderung ΔI_a zwischen der neuen und der verbrauchten Röhre etwa 20 μA. Bezieht man diese Änderung auf den Sollwert für die neue Röhre, so ergibt sich also für die gesamte Lebensdauer eine maximale Stromänderung von 6,6%.
Die Fehlerbeziehung (12) läßt die Schlußfolgerung zu, daß Änderungen der elektrischen Werte der Zeitglieder C_K und R_g sowie der Anodenspannung voll in den Fehler des Meß- bzw. Integrationsstromes eingehen, während der Anodenwiderstand von $Rö_I$ nur mit einem geringen Anteil diesen Fehler beeinflußt. Setzt man den Fall $R_{aI} = \bar{R}_{iI}$, so erkennt man, daß eine Änderung des Anodenwiderstandes R_{aI} nur mit einem Anteil von 17% auf den Fehler des Meßstromes einwirkt.

Wahl des Röhrentyps

Eine weitere Grundforderung für ein stabiles Arbeiten des Univibrators [4] ist

$$R_{aI} > \bar{R}_{iI}. \quad (13)$$

Eine niedrige Anodenspannung ist im allgemeinen und besonders bei tragbaren Geräten erstrebenswert. Deshalb kommt also im Hinblick auf einen geringen mittleren Gleichstrominnenwiderstand von $Rö_I$ nur die Verwendung von Trioden in Frage. Ferner müssen die Röhren auf Grund der besonderen Bedingung für $Rö_I$ der monostabilen Kippstufe zwischenschichtbildungsfreie Katoden besitzen und als selbstverständliche Forderungen kommen noch hinzu:

geringe Streuung der Kennwerte (vor allem des Durchgriffs),

Langlebensdauereigenschaften.

Darüber hinaus ist bei tragbaren Geräten im Hinblick auf ein möglichst geringes Batteriegewicht bzw. auf eine möglichst lange Betriebszeit der Geräte eine kleine Heizleistung anzustreben. Zur Erhöhung der für dosimetrische Geräte unbedingt nötigen Betriebssicherheit empfiehlt es sich, die Röhren eine bestimmte Zeit — im allgemeinen 20 bis 50 Stunden — unter Betriebsbedingungen zu altern. Damit können einmal Frühausfälle auf ein Minimum herabgesetzt werden und zum anderen ist mit großer Wahrscheinlichkeit eine gewisse Stabilisierung der Emission der Röhren zu erwarten.

Es sei in diesem Zusammenhang auf eine im VEB Vakutronik Dresden durchgeführte Untersuchung an einer größeren Stückzahl von Subminiaturendpentoden des Typs DL 67 [1]) in Triodenschaltung hingewiesen, da sich dieser Typ für den Einsatz in kleinen dosimetrischen Geräten als brauchbar erwiesen hat. Die DL 67 zeichnet sich durch eine sehr geringe Heizleistung (16,7 mW) und durch eine relativ geringe Toleranz im Durchgriff aus. (Siehe hierzu den an einer größeren Stückzahl ermittelten Toleranzbereich der Cutoff-Spannungskennlinie der DL 67 in Triodenschaltung, Bild 7). Auch die Ergebnisse eines kurzen Lebensdauertestes beweisen die Brauchbarkeit dieses Röhrentyps. Während Bild 8 den Verlauf des Anodenstromes in Abhängigkeit von der Betriebszeit (Dauerbetrieb Klasse A) zeigt, gibt Bild 9 das gleiche für den Klasse-C-Betrieb wieder. Zum Messen wurden die Röhren natürlich jeweils kurzzeitig nach Klasse A betrieben. Als Anodenstrom ist bei Pentoden in Triodenschaltung stets die Summe aus Anoden- und Schirmgitterstrom zu verstehen.
Mit den Abmessungen 8,3 mm ∅ × 38 mm paßt sich die DL 67 ohne Zweifel den Bedingungen der Kleinbauweise an, zumal sie in die Schaltung eingelötet werden kann.

---

[1]) Hersteller: Röhrenwerk „Anna Seghers" Neuhaus.

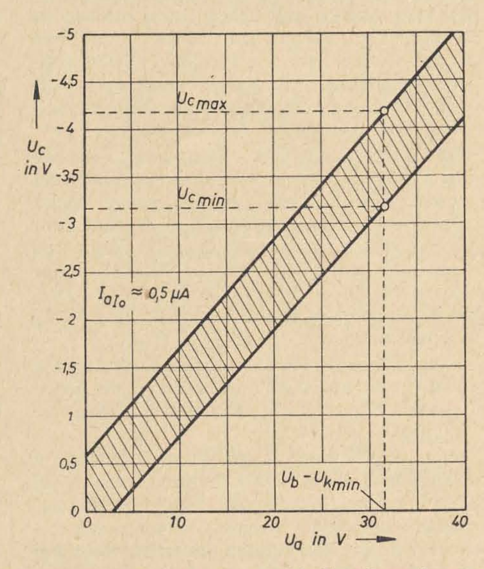
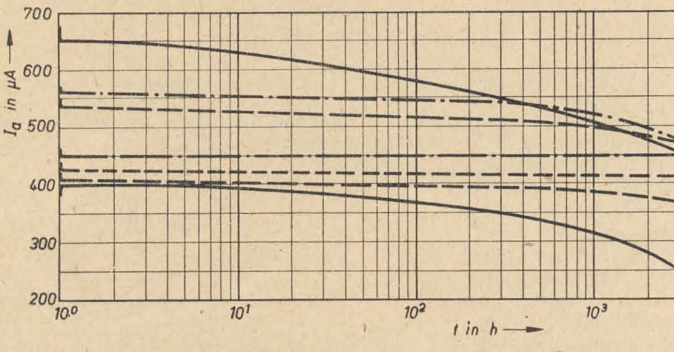


Bild 7: Grenzkennlinien mit Streubereich $U_c = f\,(U_a)$ des Typs DL 67 als Triode



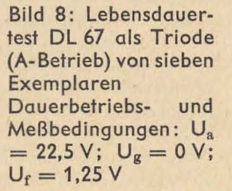


Bild 8: Lebensdauertest DL 67 als Triode (A-Betrieb) von sieben Exemplaren Dauerbetriebs- und Meßbedingungen: U_a = 22,5 V; U_g = 0 V; U_f = 1,25 V

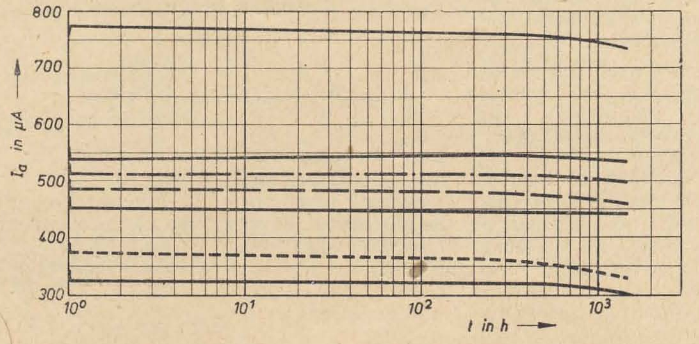


Bild 9: Lebensdauertest DL 67 als Triode (C-Betrieb) von sieben Exemplaren Betriebsdaten: U_a = 40 V; U_g = —4,5 V; U_f = 1,25 V
Meßdaten: U_a = 22,5 V; U_g = 0 V; U_f = 1,25 V

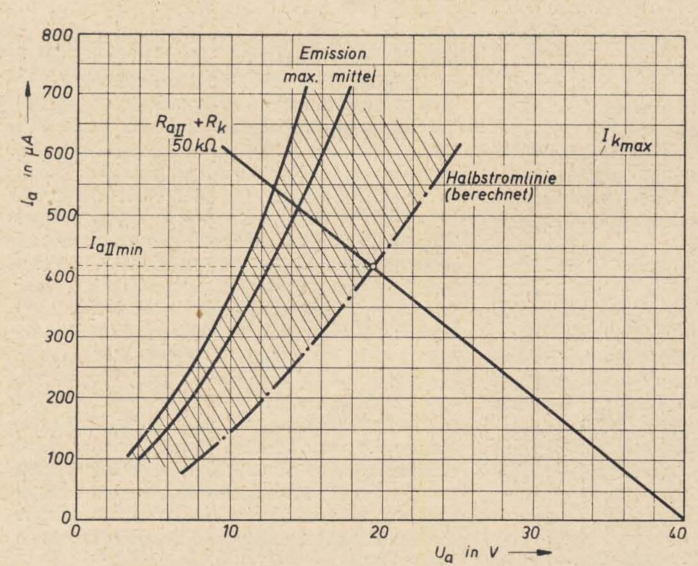


Bild 10: Kennlinien zur Dimensionierung von $Rö_{II}$; $I_a = f(U_a)$ für Steuergitterstromeinsatz (am Beispiel der DL 67 als Triode)

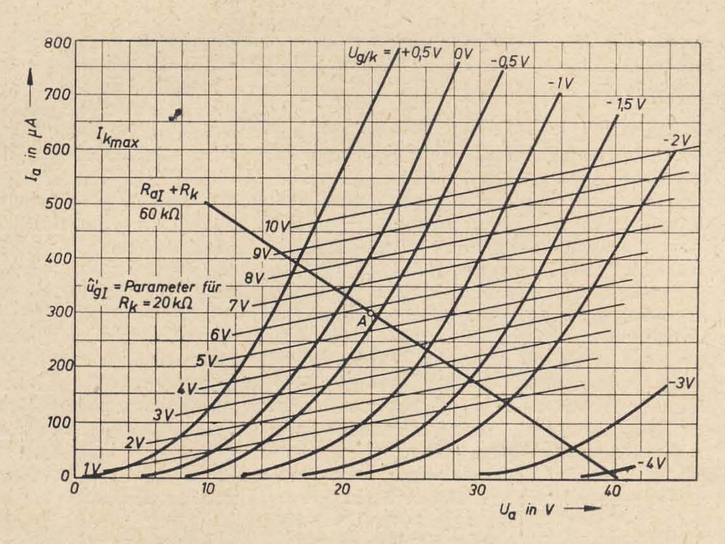


Bild 11: Kennlinienfeld für eine „neue" Röhre (am Beispiel der DL 67 als Triode). Mittelwert von zehn Exemplaren $I_a = f(U_a)$; $U_{g/k}$, $\hat{u}'_{gI}$ = Parameter

Wahl des Arbeitspunktes

Zur weiteren Dimensionierung des Univibrators werden Kennlinien der zu verwendenden Röhrentypen zu Hilfe genommen. Dabei erscheint es zweckmäßig, eine gewisse Anzahl von Röhren zu untersuchen, um eine für den Typ charakteristische mittlere Kennlinie zu erhalten, auf die man die Dimensionierung ohne weiteres aufbauen kann.

Für die unterschiedlichen Bedingungen der beiden Zustände des Univibrators (stabiler und quasistabiler Zustand) werden grundsätzlich zwei verschiedene Kennlinien benötigt, und zwar für den stabilen Zustand ($Rö_{II}$ zieht Strom) die Kennlinie $I_a = f(U_a)$ für den Gitterstromeinsatz sowie für den quasistabilen Zustand ($Rö_I$ zieht Strom) die Kennlinienschar $I_a = f(U_a)$ (U_g = Parameter).

Bei der Kennlinie für den stabilen Zustand empfiehlt es sich, neben der mittleren auch die Kennlinie der Röhre mit maximaler Emission anzugeben.

Damit ist allerdings eine mögliche Alterung der Röhre noch nicht erfaßt. Untersuchungen [3] haben ergeben, daß die praktische Lebensdauergrenze einer Röhre erreicht ist, wenn der Anodenstrom bei konstanten Betriebswerten auf die Hälfte abgesunken ist. Diese Erkenntnis nutzend kann also die Kennlinie der verbrauchten Röhre konstruiert werden.

Teilt man für verschiedene Werte von U_a die entsprechenden Werte von I_a der Kennlinie für die neue Röhre durch 2 und verbindet die erhaltenen Punkte, so ergibt sich die konstruierte Kennlinie für die verbrauchte Röhre, die sogenannte Halbstromlinie (halfcurrent). Dabei ist es zweckmäßig, die Kennlinie der Röhre mit mittlerer Emission zugrunde zu legen.

Die Bilder 10, 11 und 12 zeigen entsprechende Kennlinien des Typs DL 67 in Triodenschaltung. Außer dem üblichen Kennlinienfeld besitzen die Bilder 10 und 11 noch Kennlinien mit $\hat{u}'_{gI}$-Parametern für einen konstanten Wert von R_k. Die Konstruktion dieser Kennlinien ist einem Beitrag über die Anodenbasisschaltung [7] zu entnehmen. Sie werden in dieser Literaturstelle als U_e-Parameter bezeichnet.

Für die Festlegung der Werte für die Widerstände R_k und R_{aII} gilt folgende Bedingung — siehe auch (1) —:

Die Spannung U_k muß um einen bestimmten Betrag größer als U_{cI} sein, damit während des quasistabilen Zustandes zufolge des Spannungssprunges an der Anode von $Rö_{II}$ die Spannung $\hat{u}'_{gI}$ die geforderte Höhe erreicht. Die Parameter $\hat{u}'_{gI}$ in den Bildern 10 und 11 legen für einen bestimmten Wert $R_{aI} + R_k$ den Dachstrom $\hat{\imath}_{aI}$, der nach den Funktionen (6a), (6c) oder (9) errechnet werden kann, fest. Für den Strom I_{aI} wird die Stromempfindlichkeit (Endwert) des verwendeten Strommessers unter Berücksichtigung eventueller Nebenwiderstände eingesetzt.

Sind die Anodenwiderstände R_{aI} und R_{aII} sowie der Katodenwiderstand R_k festgelegt, so können die Stabilitätsbedingungen für den Mittelwertmesser folgendermaßen kontrolliert werden:

Bei $R_{aII} \ll R_1$ gilt für die Gitterspannung von $Rö_I$ während des quasistabilen Zustandes

$$\hat{u}'_{gI} \approx U_{gI} \cdot \frac{U_b}{U_{aII}}. \qquad (14)$$

Unter Berücksichtigung von (1) lautet damit die Bedingung in ihrer allgemeinen Form

$$\hat{u}'_{gI} < (U_k - U_{cI}) \cdot \frac{U_b}{U_{aII}} \qquad (15a)$$

und der daraus abgeleitete ungünstigste Fall

$$\hat{u}'_{gI} < (U_{k\,min} - U_{cI\,max}) \frac{U_b}{U_{aII\,max}}. \qquad (15b)$$

Dabei bedeutet:

$U_{kmin} = I_{aIImin} \cdot R_k$,

U_{cImax}: siehe Funktion $U_c = f(U_a)$

entsprechend Bild 7 für $U_a = U_b - U_{kmin}$,

$U_{aIImax} = U_b - I_{aIImin} \cdot R_{aII}$.

Für die Widerstände R_1 und R_2 gilt die einfache Spannungsteilerbeziehung

$$R_2 = (R_1 + R_{aII}) \frac{\hat{u}'_{gI}}{U_b - \hat{u}'_{gI}} \qquad (16)$$

Dimensionierung der Kippzeitglieder

Als Schlußfolgerung aus den Beziehungen (4) und (5) muß also die Kippzeit T_D des Univibrators $T_D \approx 0{,}91\,\tau_a$ und damit nach (3b) die geforderte Kapazität

$$C_K = \frac{0{,}91\,\tau_a}{R_g \ln \dfrac{2 R_{aI} + R_{iI}}{(1 + D_{II})(R_{aI} + R_{iI})}} \qquad (17)$$

betragen.

Bei der Wahl von C_K und R_g ist hauptsächlich in den Meßbereichen mit der geringsten Auflösungszeit, also in den unempfindlichsten Meßbereichen, ein Kompromiß einzugehen; da es sich aus Toleranzgründen nicht empfiehlt, den Wert von C_K in der Größenordnung der Streukapazität zu wählen, ist der Wert von R_g zugunsten C_K zu verkleinern. Andererseits ist aber wiederum R_g nicht zu klein zu wählen, da er der Begrenzung des Gitterstromes von $Rö_{II}$ dient.

Für C_K sind Kondensatoren mit geringen und nach Möglichkeit positiven Temperaturkoeffizienten einzusetzen, da der Temperaturkoeffizient von R_g auf Grund seines relativ hohen Widerstandswertes (> 1 MΩ) nicht frei wählbar ist.

Im allgemeinen empfiehlt sich zum Ausgleich der Toleranzen der Bauelemente ein Feinabgleich der einzelnen Meßbereiche. Dabei gibt es drei Möglichkeiten:

1. Abgleich mit regelbarem Nebenwiderstand zum Meßinstrument,
2. Abgleich mit Trimmer als Anteil von C_K,
3. Abgleich mit regelbarem Reihenwiderstand als Anteil von R_g.

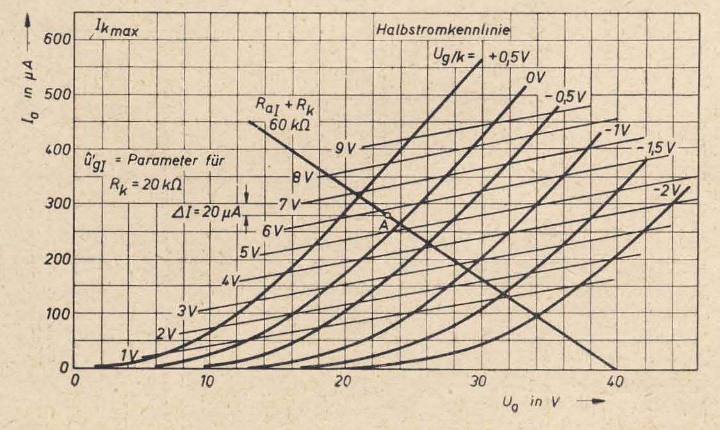


Bild 12: Kennlinienfeld für eine „verbrauchte" Röhre, am Beispiel der DL 67 als Triode, berechnet aus Bild 11
$I_a = f(U_a)$; $U_{g/k}$, $\hat{u}'_{gI}$ = Parameter

Am zweckmäßigsten ist der Abgleich nach der erstgenannten Methode. Dadurch werden undefinierbare Kapazitäten im C_K-R_g-Kreis weitgehend vermieden, die entstehen können, wenn eins der beiden Zeitglieder oder ein Anteil derselben als Regler ausgeführt werden. Der Abgleich von C_K kann nur auf kleine Kapazitätswerte (etwa 100 ··· 200 pF) beschränkt bleiben, wenn man keramische Trimmer verwenden will.
Beim Abgleich im R_g-Kreis macht sich der relativ hohe Temperaturkoeffizient kleiner Einstellregler zum Teil störend bemerkbar.

Dimensionierung der Integrationsglieder

Der radioaktive Zerfall und das Ansprechvermögen verschiedener Detektoren sind statistischen Gesetzmäßigkeiten unterworfen. Das hat zur Folge, daß die vom Strahlendetektor abgegebenen Impulssignale nicht periodisch, sondern statistisch verteilt erscheinen, was sich bei der Impulsdichtemessung mittels integrierender Methoden als mehr oder weniger starke Schwankung der Anzeige zu erkennen gibt. Der relative mittlere quadratische Schwankungsfehler [12, 13] beträgt

$$\sigma = \pm \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot \qquad (18)$$

In der Praxis wird häufig mit dem wahrscheinlichen Schwankungsfehler

$$\delta = \pm \frac{0{,}67}{\sqrt{N}} \qquad (19)$$

gerechnet.
Wandelt man die Beziehung (19) auf den Univibrator-Integrator ab, so ergibt sich für den wahrscheinlichen Schwankungsfehler die Näherungsbeziehung [14]

$$\delta \approx \frac{0{,}67}{\sqrt{2\,n\,\frac{\tau_{an}^2}{\tau_{ab}}}} \cdot \qquad (20a)$$

Damit ergibt sich für den Integrationskreis nach Bild 13 ein wahrscheinlicher Schwankungsfehler von

$$\delta \approx \frac{0{,}67}{\frac{\overline{R}_{iI} + R_v + R_k}{\overline{R}_{iI} + R_v + R_k + R_{aI} + R_M}\sqrt{2nC(R_M + R_v)}} \cdot \qquad (20b)$$

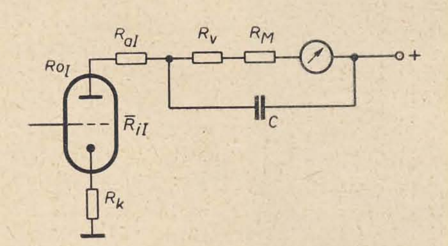


Bild 13: Integrationskreis des Mittelwertmessers

Der über dem Integrationskreis entstehende Spannungsabfall soll so klein wie möglich sein, da er als Fehler der Betriebsspannung U_b entweder direkt ins Meßergebnis eingeht oder eingeeicht werden müßte. Letzteres ist auf Grund der relativ hohen Widerstandstoleranz im Integrationskreis unzweckmäßig, zumal die Integrationszeitkonstante häufig mehrstufig umschaltbar oder stetig regelbar ausgelegt wird.
Auch für den Fall, daß ein möglichst linearer Skalenverlauf gefordert wird, sollte der Spannungsabfall über den Integrationskreis auf ein Minimum beschränkt bleiben. Dabei ist natürlich andererseits zu berücksichtigen, daß ein kleiner Integrationswiderstand je nach zulässigem Schwankungsfehler eine große Kapazität nach sich zieht.

Aus (20 b) ergibt sich die Beziehung für die Integrationskapazität zu

$$C \approx \frac{0{,}225}{n\,\delta^2 (R_M + R_v)\left(\frac{\overline{R}_{iI} + R_v + R_k}{\overline{R}_{iI} + R_v + R_k + R_M + R_{aI}}\right)^2} \cdot \qquad (21)$$

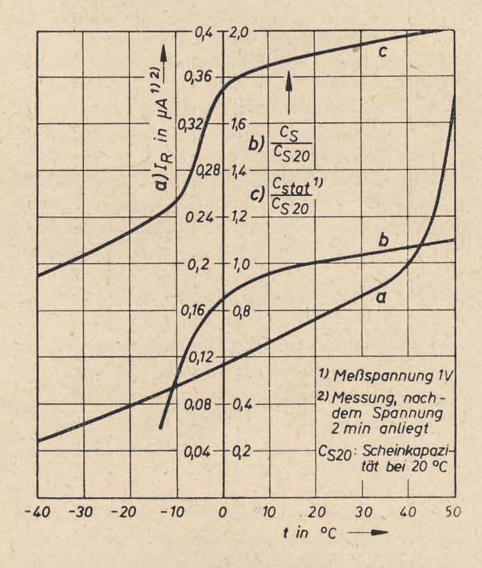


Bild 14: Charakteristik der Scheinkapazität C_s, der Gleichspannungskapazität C_{stat} und des Reststromes I_R eines Niedervoltelektrolytkondensators 100 μF 15/18 V, Klasse 3 in Abhängigkeit von der Betriebstemperatur

Übersteigt der für die Integrationskapazität geforderte Wert etwa 10 μF, so ist der Kondensator aus Volumen- und Gewichtsgründen nur durch einen Niedervoltelektrolytkondensator zu realisieren. Dazu noch einen Hinweis:
Wird bei der Dimensionierung des Impulsdichtemessers die Bedingung $n \cdot \tau_a \ll 1$ erfüllt, so ist die Ladezeit des Integrationskondensators sehr kurz gegenüber der Entladezeit, man nähert sich also dem reinen Gleichspannungsfall, bei dem der Kapazitätswert von Elektrolytkondensatoren bedeutend höher ist als der Scheinkapazitätswert C_s.
In der Tat wird man feststellen, daß ein Niedervoltelektrolytkondensator im Integrationskreis mit einem um bis zu 120% höheren Wert wirksam wird, als es seiner tatsächlichen gemessenen Scheinkapazität entspricht. Hinzu kommt noch, daß diese Gleichspannungskapazität C_{stat} bei Temperaturen unter 0° C einen viel geringeren Abfall als die Scheinkapazität besitzt. Dies wird im Bild 14 veranschaulicht. Der Verlauf des Verhältnisses von Scheinkapazitätswert zum Scheinkapazitätswert bei 20° C in Abhängigkeit von der Temperatur ist in Kurve b dargestellt. Die Scheinkapazität wurde dabei nach den üblichen Methoden mit einer Meßbrücke bei einer Frequenz von 50 Hz gemessen. Kurve c gibt das Verhältnis C_{stat}/C_{s20} in Abhängigkeit von der Temperatur wieder. Die Gleichspannungskapazität C_{stat} wurde dabei nach der Entlademethode mittels Zeitmessung bestimmt. Man erkennt, daß der Gleichspannungskapazitätswert im Bereich oberhalb von + 10° C fast doppelt so groß ist wie der Scheinkapazitätswert. Bei tiefen Temperaturen ist das Verhältnis zum Teil noch viel größer. Nicht uninteressant ist natürlich auch die Abhängigkeit des Reststromes von der Temperatur, da der äquivalente Reststromwiderstand eines Elektrolytkondensators im Integrationskreis einen Nebenschluß zum Meßkreis darstellt. Wie Kurve a veranschaulicht, ist der äquivalente Reststromwiderstand auch im ungünstigsten Falle — nämlich bei hohen Temperaturen — noch viel größer als 1 MΩ.

Mit Rücksicht auf eine lange Lebensdauer bzw. auf eine gute Lagerfähigkeit sowie auf einen geringen Reststrom bei Temperaturen um + 50° C sind Elektrolytkondensatoren der Anwendungsklasse 3 zu verwenden[1]).
Bei der Dimensionierung der Integrationszeitkonstante muß ein Kompromiß zwischen dem Schwankungsfehler und der Integrationszeit eingegangen werden, mit anderen Worten, der Vorteil des geringen Schwankungsfehlers läßt sich nur durch einen Nachteil, nämlich eine zum Teil relativ lange Wartezeit bis zur Einstellung der richtigen Anzeige des Meßinstrumentes erkaufen. Dieser Nachteil trifft natürlich in der Hauptsache auf die Meßbereiche geringster Impulsdichte zu. Aus diesem Grunde ist es zweckmäßig, in sehr empfindlichen dosimetrischen Geräten Strahlendetektoren mit einem hohen Wirkungsgrad bzw. einer hohen Dosiskonstante zu verwenden. Deshalb benutzt man beispielsweise für geologische Anwendungen [9] und auch für einfache sehr empfindliche Gamma-Dosisleistungsmesser [10] einen Szintillationsdetektor, obwohl er gegenüber dem Geiger-Müller-Zählrohr für Gammastrahlen eine bedeutend höhere Energieabhängigkeit der Impulsdichte besitzt (vergleiche die Tabelle auf S. 714).

Temperaturkompensation des Meßstromes

Der temperaturabhängige Fehler für den Integrationsstrom I_{aI} läßt sich mit Hilfe der Beziehung (12) abschätzen. Allerdings wird die Berechnung erschwert, da die Temperaturkoeffizienten der verwendeten Bauelemente im allgemeinen einen großen Toleranzbereich besitzen und zum Teil überhaupt nicht bekannt sind. Der temperaturabhängige Fehler wird auf Grund des hohen Widerstandswertes von R_g hauptsächlich durch diesen Widerstand bestimmt und ist damit fast ausschließlich negativ.
In den Bereichen höherer Impulsdichte, bei denen der Kondensator C_K einen geringen Kapazitätswert besitzt, läßt sich innerhalb der beiden Zeitglieder mit Hilfe von keramischen Kondensatoren mit positiven Koeffizienten eine beschränkte Temperaturkompensation durchführen. Im allgemeinen ist allerdings auch der Kondensator C_K mit einem negativen Temperaturkoeffizienten behaftet, so daß das Meßergebnis praktisch mit einem negativen Temperaturfehler erhalten wird, d. h., mit steigender Temperatur sinkt die Anzeige. Praktische Werte für $TK_{I_{aI}}$ liegen dabei zwischen —0,5 ··· — 2,5%/10° C. Für den Höchstbetrag des Fehlers wurden die Maximalwerte des Temperaturkoeffizienten von Schichtwiderständen nach DIN 41400 in Rechnung gesetzt.

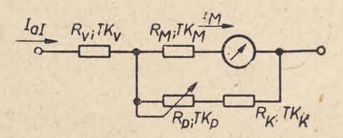


Bild 15: Temperaturkompensation im Meßkreis

Eine gewisse Minderung des temperaturabhängigen Fehlers läßt sich auch bei einem negativen Temperaturkoeffizienten des Stromes I_{aI} erzielen, indem parallel zum Meßwerk ein Widerstand mit positivem Temperaturkoeffizienten geschaltet wird.
In einer Schaltung des Meßkreises nach Bild 15 erhält man eine vollständige Kompensation, wenn der Kompensationswiderstand R_K einen Temperaturkoeffizienten von

[1]) Nach Informationen der Entwicklungsstelle im VEB Kondensatorenwerk Gera.

$$TK_K \approx \frac{(R_K + R_P)\left[R_M \frac{TK_M}{TK_{I_{aI}}} - (R_M + R_K + R_P)\right]}{\frac{R_M \cdot R_K}{TK_{I_{aI}}} + R_K (R_M + R_K + R_P)} - \frac{TK_P\left[(R_M + R_K + R_P) R_P + \frac{R_P \cdot R_M}{TK_{I_{aI}}}\right]}{\frac{R_M \cdot R_K}{TK_{I_{aI}}} + R_K (R_M + R_K + R_P)} \quad (22)$$

besitzt.

Der Temperaturkoeffizient des Meßinstrumentes setzt sich aus den Teilkoeffizienten der Drehspule, der Feder und des Magneten zusammen. Bei Drehspulinstrumenten mit Kupferwicklung kann man für TK_M mit etwa $3{,}5 \cdot 10^{-3}/°C$ rechnen.

Der nach Beziehung (22) für R_K geforderte Temperaturkoeffizient TK_K ist häufig nicht realisierbar, so daß man z. B. mit einem Kupferdrahtwiderstand nur eine teilweise Kompensation erhält.

Zusammenfassung

Es wird die Dimensionierungsrichtlinie für eine in kleinen tragbaren batteriebetriebenen dosimetrischen Kernstrahlungsmeßgeräten brauchbare Impulsdichtemesserstufe angegeben. Dosimetrische Geräte mit Schaltungen dieser Art haben den Vorteil, daß ihr Abgleich mit Hilfe elektronischer Impulsgeneratoren, also ohne Benutzung von Kernstrahlung, durchgeführt werden kann, sofern die Dosiskonstante des verwendeten Detektors keiner übermäßig großen Toleranz unterworfen ist. Somit ist also nur eine kurze dosimetrische Überprüfung der Skala in einigen wenigen Punkten erforderlich.

Ausgehend von der Kippzeitbeziehung für den Multivibrator werden verschiedene Beziehungen angegeben, und darüber hinaus wird auf Untersuchungen über die Eigenschaften des Subminiaturröhrentyps DL 67 in Mittelwertstufen und über die Eigenschaften von Niedervoltelektrolytkondensatoren als Integrationskondensator hingewiesen.

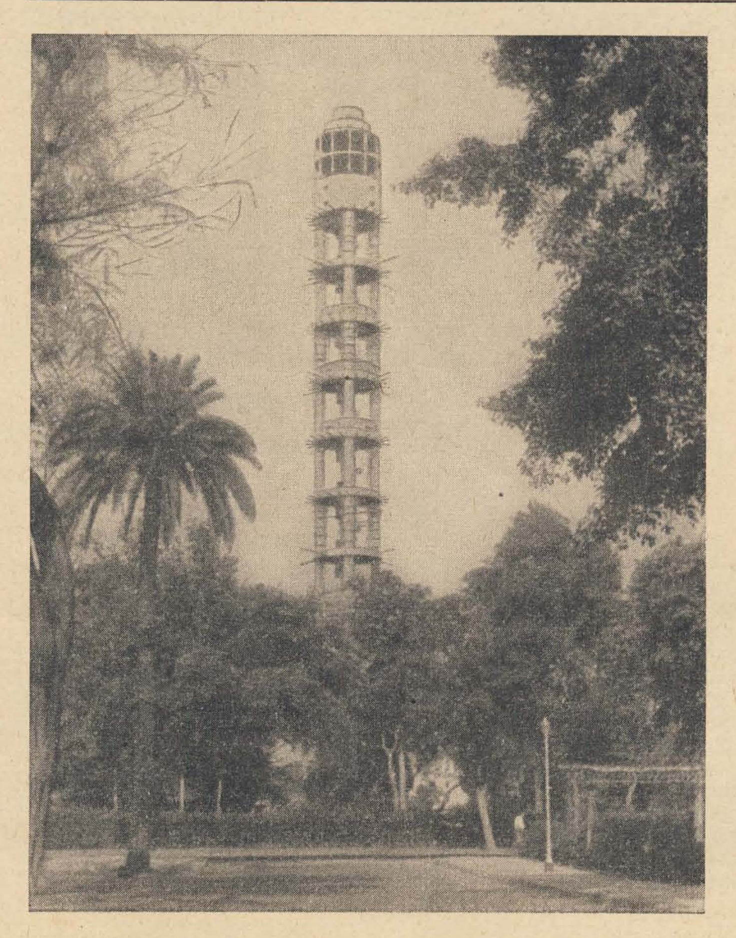
Erklärung der verwendeten Formelzeichen

C_K Koppelkapazität zwischen Anode ($Rö_I$) und Steuergitter ($Rö_{II}$)
C_s Scheinkapazität des Elektrolytkondensators
C_{stat} Kapazität eines Elektrolytkondensators bei reinem Gleichspannungsbetrieb
D_I Durchgriff von $Rö_I$
D_{II} Durchgriff von $Rö_{II}$
d_K Katodendurchmesser eines Geiger-Müller-Zählrohres
δ wahrscheinlicher statistischer Fehler
E_γ Energie der Gammastrahlung
I_{aI0} Anodenruhestrom von $Rö_I$ (Cutoffstrom)
$\bar{i}_{aI}(n)$ Anodenstrom von $Rö_I$ (arithmetischer Mittelwert)
$\hat{I}_{aI}$[1] Anodenstrom von $Rö_I$ (Dachstrom) (quasistabiler Zustand)
$I_{aII\,min}$ Minimalwert der Streuung von I_{aII} (Lebensdauergrenze) (stabiler Zustand)
I_K Reststrom des Elektrolytkondensators
K_γ Dosiskonstante des Detektors für Gammastrahlen
L_γ Dosisleistung der Gammastrahlen
l_K effektive Katodenlänge eines Geiger-Müller-Zählrohrs
N Impulszahl (gezählter Wert)
n Impulsdichte (gemessener Mittelwert)
P Auflösefehler
R_{aI} Anodenwiderstand von $Rö_I$
R_{aII} Anodenwiderstand von $Rö_{II}$
R_g Gitterableitwiderstand von $Rö_{II}$
$\bar{R}_{gII}$ mittlerer Gleichstromwiderstand der Gitter-Katodenstrecke von $Rö_{II}$ (während $T_ü$)
$\bar{R}_{II}$ mittlerer Gleichstromwiderstand von $Rö_I$ (quasistabiler Zustand)
R_K Kompensationswiderstand
R_k Katodenwiderstand des Univibrators
R_M Innenwiderstand des Meßinstruments
$Rö_I$ 1. Röhrenstufe des Univibrators
$Rö_{II}$ 2. Röhrenstufe des Univibrators
R_P Abgleichregler
R_V Integrationswiderstand
σ relativer mittlerer quadratischer Schwankungsfehler
T_D Kippzeit des Univibrators (Dachbreite) (Dauer des quasistabilen Zustandes)
$T_ü$ Übergangszeit zwischen einem quasistabilen und einem stabilen Zustand
τ_a elektronische Auflösungszeit
τ_{ab} Zeitkonstante des Integrationskreises beim Entladevorgang
τ_{an} Zeitkonstante des Integrationskreises beim Aufladevorgang
τ_d Totzeit bzw. Auflösungszeit des Detektors
$TK_{I_{aI}}$ Temperaturkoeffizient des Anodenstromes von $Rö_I$
TK_K Temperaturkoeffizient des Kompensationswiderstandes R_K
TK_M Temperaturkoeffizient des Meßinstruments
TK_P Temperaturkoeffizient des Abgleichreglers
U_{aI} Anodenspannung von $Rö_I$ (stabiler Zustand)
U_{aII} Anodenspannung von $Rö_{II}$ (stabiler Zustand)
$U_{a/kI}$ Spannung zwischen Anode und Katode von $Rö_I$ (stabiler Zustand)
$U'_{a/kII}$ Spannung zwischen Anode und Katode von $Rö_{II}$ (quasistabiler Zustand)
U_b Anodenbetriebsspannung
U_{cI} Cutoffspannung von $Rö_I$ — f ($U_{a/kI}$) —
U_{cII} Cutoffspannung von $Rö_{II}$ — f ($U'_{a/kII}$) —
U_{gI} Steuergitterspannung von $Rö_I$ (stabiler Zustand)
$\hat{U}'_{gI}$[1] Steuergitterspannung von $Rö_I$ — Dachwert — (quasistabiler Zustand)
$u'_{gII}(t)$ Steuergitterspannung von $Rö_{II}$ (quasistabiler Zustand)
$u'_{g/kII}(t)$ Spannung zwischen Steuergitter und Katode von $Rö_{II}$ (quasistabiler Zustand)
U_k Katodenspannung des Univibrators (stabiler Zustand)
$\hat{U}'_k$[1] Katodenspannung des Univibrators (Dachwert) (quasistabiler Zustand)

[1] Unter „Dachwert" ist die absolute Spannungs- oder Stromgröße des flachen Daches der Univibratorimpulse zu verstehen. Der Dachwert entspricht nicht in jedem Falle dem Scheitelwert.

Literatur

[1] Prospekte der Firma Jordan Electronics, Alhambra, Calif. USA
[2] Rint: Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker Band IV, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik, Berlin (1957) S. 232
[3] A. Luther: RCA-Review 9 (1955) S. 403
[4] H. Pfeiffer: Nachrichtentechnik 4 (1956) S. 166
[5] G. J. Hine, G. L. Brownell: Radiation Dosimetry; Academic Press Inc, New York, 1956
[6] F. Kerkhoff, W. Werner: Fernsehen, Philips Techn. Bibliothek, 1954
[7] R. Gärtner: Nachrichtentechnik 7 (1958) S. 313
[8] K. Langhans: Feldmäßige Kernstrahlungsmeßgeräte (Die Eichpraxis) radio und fernsehen 11 (1959) S. 349
[9] H. Schneider: Ein tragbares Szintillationsgerät für Anwendung in der Geologie; Zeitschrift für angewandte Physik 9 (1955) S. 413
[10] Универсальный сцинтилляционный дозиметр атомная энергия 4, 2 (1958) 218
[11] W. K. Sinclair: Nucleonics 6 (1950) S. 21
[12] E. Fünfer, H. Neuert: Zählrohre und Szintillationszähler, Braun; Karlsruhe, 1954
[13] J. Löw: Zur Dimensionierung von Mittelwertanzeigern in der angewandten Radioaktivität; Elektronische Rundschau 11 (1958) S. 394
[14] R. Brückner: (unveröffentlicht)



Der neue, noch in Bau befindliche Rundfunk- und Fernsehturm in Kairo auf dem westlichen Ufer in der Nähe der EL-Tahria-Brücke (Bauzustand August 1959)

Foto: Hahnewald

Dipl.-Ing. FRIEDRICH BENDEL
und Ing. KURT LANGHANS

Der Wischtest

Allgemeines

Die Strahlungsschutzbestimmungen der meisten mit offenen radioaktiven Stoffen arbeitenden Institute und Betriebe verlangen regelmäßige Wischtests an verschiedenen gefährdeten Plätzen des Labors oder Betriebes [1]. Besonders in der radioaktive Leuchtfarbe herstellenden oder verarbeitenden Industrie muß der Wischtest als eine der wichtigsten Sicherheitsmaßnahmen angesehen werden.

Mit Hilfe des Wischtestes können leicht entfernbare radioaktive Verunreinigungen[1]) (oder leicht entfernbare Teile von radioaktiven Verunreinigungen) festgestellt sowie quantitativ und bedingt auch qualitativ beurteilt werden. Der Wischtest wird regelmäßig an Arbeitsplätzen durchgeführt, an denen mit offenen radioaktiven Präparaten gearbeitet wird, sowie an Plätzen, an denen die Gefahr radioaktiver Verunreinigungen besteht. Dem Wischtest kann eine Strahlungskontrollmessung mit einem geeigneten Aktivitätsmesser ([2] und [3]) vorausgehen, um eine radioaktive Verunreinigung grob zu lokalisieren, die danach mit dem Wischtest hinsichtlich Entfernbarkeit und Aktivität genauer untersucht werden soll.

Eigentlich erlangt jedoch der Wischtest erst dort seine volle Bedeutung, wo die direkte Strahlungskontrolle mit den verschiedensten Detektoren nicht mehr möglich ist. Dies ist z. B. in Räumen, in denen radioaktive Stoffe gelagert werden, in der Nähe von Apparaturen, in denen sich radioaktive Stoffe befinden oder an Geräten, die mit radioaktiver Leuchtfarbe versehen sind, der Fall. An all diesen Stellen ist ein erhöhter Strahlungspegel festzustellen; und es ist im allgemeinen nicht mit Sicherheit zu entscheiden, ob dieser von den Präparaten oder von radioaktiven Verunreinigungen herrührt. Darüber hinaus kann mit dem Wischtest wesentlich geringere Aktivität noch sicher festgestellt werden, als dies durch Kontrollmessungen an Ort und Stelle möglich ist. Das gilt besonders dann, wenn eine relativ große verunreinigte Fläche abgewischt wird und die Messung in einer Bleikammer erfolgt. Der Wischtest gehört sowohl hinsichtlich der Probennahme als auch der Präparation und der meßtechnischen Auswertung zu den einfachsten und häufigsten Probenmessungen.

Probennahme und Präparierung

Beim Wischtest nimmt man die Proben meist mittels Stäbchen-Mulltupfer und Schablone (Bild 1). Aus Sicherheitsgründen ist es zweckmäßig, bei wenig gefährlichen radioaktiven Verunreinigungen Schutzhandschuhe (Gummihandschuhe) zu benutzen. Bei gefährlichen radioaktiven Verunreinigungen, beispielsweise in „heißen" Laboratorien oder bei Arbeiten im Rahmen des Kernwaffenschutzes [4], muß mit vollisolierenden Schutzanzügen oder Schutzmasken und einfachen Schutzanzügen gearbeitet werden.

Bild 1 zeigt die zweckmäßigste Reihenfolge der Probennahme beim Wischtest. Der auf einer Seite farbig gekennzeichnete Tupfer ist dabei so zu führen, daß ein möglichst großer Teil der radioaktiven Verunreinigung mit der farbig gekennzeichneten Seite aufgenommen wird.

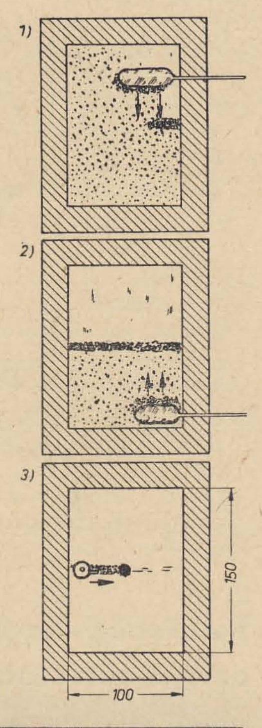


Bild 1: Probennahme mittels Stäbchen-Mulltupfer und Schablone

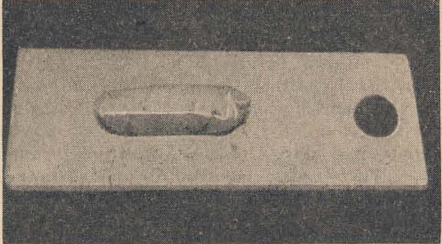


Bild 2: Wischtest-Probe, fertig zum Messen

Wenn möglich, besprüht man den Tupfer unmittelbar nach der Probennahme mit einer schwachen (1- bis 2-%igen) Lösung von Zelluloid in Azeton, um die radioaktive Verunreinigung auf dem Tupfer zu binden. Notfalls kann der Tupfer auch in dünnes Papier gewickelt werden (Bild 2), wobei die gekennzeichnete aktive Seite nur mit einer Lage bedeckt werden darf.

In einem geeigneten leicht entaktivierbaren Transportgefäß (Plaststoffbüchse, Gläschen) wird die Probe zum Meßplatz gebracht und mit der aktiven Seite nach oben, entsprechend Bild 2, in die ovale Vertiefung des Probenschiebers gelegt. Damit ist die Probe meßfertig.

Wenn man nur feststellen will, ob ein Gegenstand radioaktiv verunreinigt ist oder nicht und man auf eine Bestimmung der Aktivität je Flächeneinheit keinen Wert legt, wie dies ja in Betrieben oder Labors oft der Fall ist, nimmt man einfach einen Wattebausch, den man evtl. nicht anfeuchtet, und wischt die verdächtige Fläche kräftig ab. Den Wattebausch legt man mit der schmutzigen Seite nach oben auf einen Präparatteller, den man zur Messung unter ein Glockenzählrohr bringt.

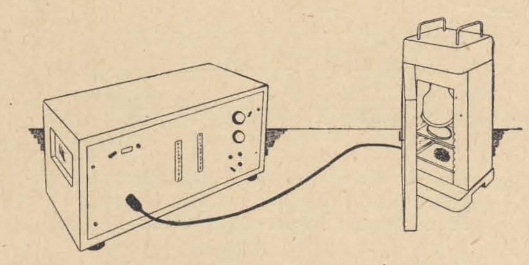


Bild 3: Eine der benutzten Meßanordnungen

Messung und Auswertung

Zur Messung kleinerer Wischtestproben eignet sich am besten ein Impulszählgerät (z. B. VA-G-21 A)[2]) in Verbindung mit einer Abschirmkammer (z. B. VA-M-110, 120 oder 100) und einem geeigneten Zählrohr.

Wenn die Zählrate der Probe wesentlich größer als die des jeweiligen Nulleffekts ist, kann auch ohne Abschirmkammer mit einem einfachen Zählrohrhalter (z. B. VA-H-201) gearbeitet werden.

Ist die β-Strahlung der Probe energiereicher als 200 keV, so können die Zählrohre VA-Z-110, 111 oder 112 benutzt werden. Handelt es sich um weiche β-Strahler ($<$ 200 keV) oder um α-aktive Stoffe, so sind Fensterzählrohre (z. B. VA-Z-310) erforderlich. Wenn die Art des Strahlers nicht bekannt ist, mißt man immer unter Fensterzählrohren. Bild 3 zeigt schematisch das Zählgerät, eine der verwendeten Abschirmkammern mit einem Fensterzählrohr sowie den Probenschieber mit der Probe und ein Filter zur Energiebestimmung.

In den meisten Fällen wird es ausreichen, den Nulleffekt und die Probe 10 min lang zu messen, um feststellen zu können, ob die untersuchte Stelle radioaktiv verunreinigt ist. Auch bei geringen festgestellten Verunreinigungen ist eine gründliche Reinigung (Entaktivierung) des betreffenden Gegenstandes ratsam. Der Erfolg der Reinigung kann dann durch erneute Wischteste überprüft werden.

In einigen Fällen, wie etwa im Kernwaffenschutz, interessiert eine quantita-

---

[1]) Oft wird hierfür der Ausdruck „Verseuchung" benutzt. Dieser sollte jedoch den echten „Seuchen" vorbehalten bleiben, denn radioaktive Verunreinigungen haben kaum eines der Merkmale einer Seuche.

[2]) Alle mit Typenbezeichnung aufgeführten Geräte und Teile fertigt der VEB Vakutronik Dresden.

tive Angabe über die Verunreinigung. Zur quantitativen Bestimmung der (nach einem reproduzierbaren Schema genommenen) Proben geht man zweckmäßigerweise folgendermaßen vor: Zunächst wird die Zählrate überschlagsmäßig bestimmt und die notwendige Meßzeit festgestellt. Es empfiehlt sich, wenigstens 1000 Impulse zu zählen.

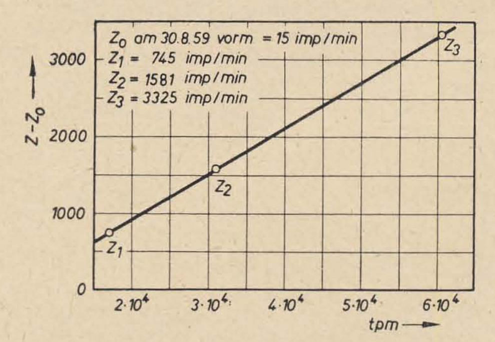


Bild 4: Eichkurve, mit ±5% genauen ^{90}Sr-Präparaten aufgenommen. Die Geometrie der Proben entspricht der einer Wischtestprobe

Ist die Zählrate kleiner als 1000 Impulse je Minute (meist liegt sie nur wenige 10 Impulse über dem Nulleffekt), so muß ausreichend lange (10 oder 100 min) gemessen werden, um den Fehler klein zu halten. Ist die Zählrate größer als 10^3 Imp/min, so genügen Messungen über 1 min. Liegt die Zählrate höher als 10^4 Imp/min — in Ausnahmefällen (z. B. bei Zwischenfällen im heißen Labor oder im Kernwaffenschutz) kann dies vorkommen —, so ist es zweckmäßig, sie durch Blenden bis unter 10^4 Imp/min zu verringern.

Als nächstes ist der Nulleffekt zu messen. Danach nimmt man mit mindestens 2 Eichpräparaten die Eichkurve der gegebenen Meßanordnung auf. Die Eichpräparate sollen dabei möglichst die gleichen Strahler enthalten wie die zu messenden Proben. Wo dies nicht möglich ist (z. B. wegen zu kleiner Halbwertzeit), entnimmt man dem Eichprobensatz Strahler mit ähnlichen Eigenschaften (Strahlungsart und Härte). Die mit den Eichpräparaten gemessenen Zählraten werden nach Abzug des Nulleffektes über die Aktivität des Präparates in tpm (Transmutationen pro Minute) abgetragen, woraus sich die Eichkurve entsprechend Bild 4 ergibt. Danach wird die Probe eingeschoben und gemessen.

Aus der von der Probe herrührenden Zählrate $Z_p = Z - Z_0$ findet man mittels der zuvor ermittelten Eichkurve die Gesamtaktivität der Probe A_g. Aus A_g, der Fläche F, von der der Wischtest genommen wurde und — falls nötig — dem Schwächungskoeffizienten K der verwendeten Blende ergibt sich die Aktivität je Flächeneinheit nach der Formel

$$A = \frac{A_g \cdot K}{F} \quad \text{in} \quad \frac{\text{tpm}}{\text{cm}^2}.$$

Falls eine Blende selbst hergestellt werden muß oder der Schwächungskoeffizient einer Blende nicht bekannt ist, kann K leicht durch je eine Messung mit und eine Messung ohne Blende nach der Beziehung

$$K = \frac{Z_1 - Z_0}{Z_2 - Z_0}$$

ermittelt werden:

(Z_1 = Zählrate ohne Blende;
Z_2 = Zählrate mit Blende)

Die Bestimmung des β-Absorptionskoeffizienten und daraus der Energie zur Ermittlung der Strahlerart ist nur selten nötig, da meist bekannt ist, welche Isotope die radioaktive Verunreinigung enthält. Diese qualitative Bestimmung mittels der Feather-Methode wird jedoch in einem der nächsten Beiträge erläutert.

Beispiele

1. Ein Arbeitstisch in einem radiochemischen Labor wurde, nachdem darauf mit offenen ^{32}P-Lösungen gearbeitet worden war, mit Hilfe des Wischtestes auf radioaktive Verunreinigungen überprüft.

   Die Messung ergab:

   Nulleffekt 32 Imp/min ± 5%
   Probe 57 Imp/min ± 5%.

   Der Tisch war also zweifellos radioaktiv verunreinigt, und es machte sich erforderlich, den Abziehlack, mit dem der Tisch bestrichen war, zu entfernen und durch neuen zu ersetzen.

2. In einem Abzug, in dem sich eine Einrichtung zum Umfüllen flüssiger Präparate befand, wurde bei der wöchentlichen Strahlungskontrolle eine radioaktive Verunreinigung festgestellt. Den Eintragungen im Kontrollbuch war zu entnehmen, daß es sich nur um die Isotope ^{60}Co oder ^{32}P handeln konnte. Um festzustellen, um welches Isotop es sich handelt, wurde außer dem Nulleffekt die Probe mit und ohne Absorberfolie gemessen:

Nulleffekt	34,2 Imp/min
Probe ohne Absorber	1013,4 Imp/min
Probe mit 4 mm Alu-Absorber	35,8 Imp/min

   Es zeigte sich also, daß durch 4 mm Aluminium die Strahlung praktisch vollständig absorbiert wurde. Es konnte sich demnach nur um ^{32}P, einen reinen Beta-Strahler, handeln. Da die Entaktivierung der Anlage schwierig und zeitraubend gewesen wäre, sie andererseits längere Zeit nicht benötigt wurde, wurde der Abzug für etwa ein Vierteljahr gesperrt. Nach dieser Zeit war die Aktivität vollkommen abgeklungen, wie durch einen erneuten Wischtest festgestellt wurde.

Literatur

[1] Interne „Vorläufige Strahlungsschutzrichtlinien für das Arbeiten mit radioaktiven Isotopen" des Instituts für Medizin und Biologie der DAW Berlin Buch, Bereich angewandte Isotopenforschung, S. 7

[2] radio und fernsehen 9 (1959) S. 282

[3] Vakutronik-Katalog 1959, S. 17/18

[4] А. П. Глушко u. a. „Атомное оружие и противоатомная защита", Verlag des Ministeriums für Verteidigung der UdSSR, 1958 (Kernwaffen und Kernwaffenschutz)

Berufsbild des Diplomingenieurs der „Elektrotechnik"

Das Staatssekretariat für das Hoch- und Fachschulwesen der DDR hat der Öffentlichkeit eine Sammlung von Berufsbildern der wichtigsten naturwissenschaftlichen, technischen und wirtschaftswissenschaftlichen Fachrichtungen der Universitäten und Hochschulen übergeben.

Gerade im Jahr des wissenschaftlich-technischen Fortschritts, in dem die sozialistische Rekonstruktion der Betriebe das Tempo zur Erfüllung der ökonomischen Hauptaufgabe beschleunigen soll, gewinnt die Herausgabe dieser Berufsbilder besondere Bedeutung. Denn der komplizierte Prozeß der Rekonstruktion unserer Industrie, der große Sprung in der Entwicklung der Volkswirtschaft hängt wesentlich von der Qualifizierung der Werktätigen und der wissenschaftlich-technischen Ausbildung einer erhöhten Zahl von Kadern ab. Im engsten Zusammenhang damit steht eine wesentliche Erhöhung der Zulassungen zum Studium an den Universitäten und Hochschulen. Und die Berufsbilder sind ein wichtiges Hilfsmittel für die Werbung zum Studium, für die Ausbildung, für die Ausarbeitung der Kaderbedarfspläne und für den Absolventeneinsatz. Sie bieten umfassende Auskünfte über die Voraussetzungen für ein Studium, über den Studiengang selbst, über den Inhalt des Studiums, über die Möglichkeiten einer Spezialausbildung innerhalb der Fachrichtungen der Universitäten und Hochschulen der DDR sowie über die vielfältigen Möglichkeiten des Einsatzes der Absolventen nach erfolgreichem Abschluß des Studiums.

Den Wirtschaftsfunktionären in den Betrieben und staatlichen Verwaltungen, den Werktätigen in den Betrieben, den Schuldirektoren und Lehrern, den Abiturienten der Oberschulen und Arbeiter-und-Bauern-Fakultäten wird damit ein umfassendes Aufklärungsmaterial in die Hände gegeben, das die teilweise noch bestehenden Unklarheiten über die vielseitigen Ausbildungsmöglichkeiten an den Universitäten und Hochschulen beseitigen helfen wird.

Im folgenden nun Einzelheiten zu dem Berufsbild des Diplomingenieurs der Elektrotechnik.

Ausbildung

Die Ausbildung erfolgt nach dem Studienplan für Elektrotechnik, Teil I (Unterstufe), der für alle Studierenden der Fachrichtung Stark- und Schwachstromtechnik im wesentlichen übereinstimmt, und Teil II (Oberstufe), in dem es differenzierte Studienpläne sowohl in der Starkstrom- als auch Schwachstromtechnik gibt. Die Starkstromtechnik weist die Fachrichtungen:

a) Maschinen, Geräte, Antriebe und
b) elektrische Anlagen

auf.

In der Schwachstromtechnik gibt es folgende Fachrichtungen:

a) Hochfrequenztechnik,
b) Elektroakustik,
c) Fernmeldetechnik,
d) konstruktive Richtung,
e) Regelungstechnik und Automatisierung.

Exkursionen und jährliche sechswöchige Berufspraktika sollen dazu dienen, den zukünftigen Diplomingenieur der Elektrotechnik mit den Problemen der Produktion bereits während des Studiums vertraut zu machen. In einer großen

Belegarbeit und in der Diplomarbeit hat der Elektroingenieur nachzuweisen, daß er ein Fachproblem theoretisch oder praktisch-wissenschaftlich bearbeiten und lösen kann. Das Diplomexamen bildet den ordnungsgemäßen Abschluß des Studiums und besteht aus der schriftlich anzufertigenden Diplomarbeit und aus einem Kolloquium vor dem Fakultätsprüfungsausschuß.

Fähigkeiten und Kenntnisse

Entsprechend dem Arbeitseinsatz des Diplomingenieurs der Elektrotechnik in der Produktion, Entwicklung oder Forschung bestehen folgende Forderungen für die Ausbildung:
Neben der persönlichen Fähigkeit in der Bedienung und Handhabung der wichtigsten Maschinen, Anlagen und Geräte muß sich der Studierende während seines Studiums ein gutes Beobachtungsvermögen, die Fähigkeit für wissenschaftliche, technologische und konstruktive Entwicklungsarbeiten, zielbewußte und klare Entscheidungen, Umsicht und ruhige Sachlichkeit, vor allem in schwierigen Situationen, aneignen.
Außer den genannten Kenntnissen muß der junge Mensch eine Vorbildung besitzen, die ihn befähigt, das Studium an der Hochschule aufzunehmen. Die Voraussetzung für den Beginn des Studiums ist das erfolgreich abgelegte Abitur und die Bewährung in der Produktion im einjährigen Vorpraktikum. Der junge Elektrotechniker muß möglichst viel an allgemeinen Kenntnissen und allgemeiner Bildung mitbringen, er soll eine Neigung und Liebe zur Technik und den Naturwissenschaften und die Bereitschaft aufweisen, stets diesem großen Aufgabengebiet der Technik seine ganze Kraft zu widmen.

Aufgaben und Arbeitsgebiete

Aus der leitenden Stellung in Industrie und Wirtschaft erwächst für den Diplomingenieur der Elektrotechnik die Aufgabe, auch Menschen zu leiten. Eine Voraussetzung hierzu ist es, daß er, außer dem Besitz fachlicher Kenntnisse, noch eine in jeder Hinsicht mustergültige Haltung aufweisen muß. Jede leitende Funktion erfordert die Beherrschung der komplizierten Beziehungen zwischen den Menschen in der Gesellschaft. Als in fachlicher und gesellschaftlicher Hinsicht besonders wertvoll erweist sich das Verhältnis zu dem Arbeiter und zu der Arbeitsstelle. Diese Menschen verfügen über einen Schatz von Erfahrungen. Eine wichtige Aufgabe ist es, diese Erfahrungen ständig zu erfassen, auszuwerten, wissenschaftlich zu verallgemeinern und weiten Kreisen zugänglich zu machen.
Das Hauptarbeitsgebiet des Diplomingenieurs der Fachrichtung Stark- bzw. Schwachstromtechnik liegt in der industriellen Tätigkeit in den Werkleitungen und Technischen Leitungen und kann weiterhin eine Tätigkeit in einer Forschungsstelle, in einem Laboratorium oder Konstruktionsbüro der Industrie, im Prüffeld oder in einer Produktionsstätte eines Fertigungsbetriebes umfassen. Weitere Einsatzmöglichkeiten des Diplomingenieurs der Elektrotechnik liegen noch in der technisch planenden Verwaltung oder im staatlichen Meß-, Nachrichten- und Verkehrswesen.
Bei besonderer Befähigung kann der Diplomingenieur der Elektrotechnik zur weiteren Vertiefung seiner Kenntnisse als Assistent eines Hochschulinstitutes tätig sein und nach Bewährung in der Praxis durch Promotion zum Dr.-Ing. und Habilitation zum Dr.-Ing. habil. gegebenenfalls die akademische Hochschullehrer-Laufbahn einschlagen.

Ausbildungsstätten

Die Ausbildung in den verschiedenen Fachrichtungen der Elektrotechnik erfolgt in den nachstehend angeführten Hochschulen:

Elektrische Maschinen und Antriebe
- Technische Hochschule Dresden
- Hochschule für Elektrotechnik Ilmenau

Elektrische Anlagen
- Technische Hochschule Dresden
- Hochschule für Elektrotechnik Ilmenau

Hochspannungstechnik
- Technische Hochschule Dresden
- Hochschule für Elektrotechnik Ilmenau

Elektrische Energietechnik
- Technische Hochschule Dresden
- Hochschule für Elektrotechnik Ilmenau

Elektrowärme
- Hochschule für Elektrotechnik Ilmenau

Elektro-Chemie und Galvanotechnik
- Hochschule für Elektrotechnik Ilmenau

Hochfrequenztechnik
- Technische Hochschule Dresden
- Hochschule für Elektrotechnik Ilmenau

Fernmeldetechnik
- Technische Hochschule Dresden
- Hochschule für Elektrotechnik Ilmenau

Elektroakustik
- Technische Hochschule Dresden
- Hochschule für Elektrotechnik Ilmenau

Regelungstechnik und Automation
- Technische Hochschule Dresden
- Hochschule für Elektrotechnik Ilmenau

Elektromedizinischer Gerätebau und Radiologie
- Hochschule für Elektrotechnik Ilmenau

Elektronik
- Hochschule für Elektrotechnik Ilmenau

Theoretische Elektrotechnik
- Technische Hochschule Dresden
- Hochschule für Elektrotechnik Ilmenau

Referate

H. Hepper und H. Petzoldt

Der Knotenpunktverstärker

Funktechnik 10 (1959) S. 358 und Elektronische Rundschau 5 (1959) S. 179/180

In beiden Artikeln wird über den Knotenpunktverstärker, nach bestimmten Schwerpunkten seines Einsatzes, berichtet. Einmal besonders für die allgemeinen elektroakustischen Anlagen, z. B. für Theater usw., das andere Mal besonders für die Tonstudiotechnik des Rundfunks und Fernsehens, mit genauer Beschreibung der Funktion des Verstärkers.
In vielen elektroakustischen Anlagen werden Mischanordnungen benötigt, die nicht aus einem kompletten Gerät bestehen, sondern aus zusammengeschalteten Vorverstärkern, Reglern und Summen- oder Hauptverstärkern. Diese Anordnungen enthalten demnach eine Anzahl Eingangskanäle, die parallelgeschaltet eine Sammelschiene (Summenkanal) ergeben. Die Eingangskanäle müssen durch Widerstände gegenseitig entkoppelt sein, um den Abschlußwiderstand der Verstärker nicht unter den zulässigen Wert sinken zu lassen. Der durch diese Entkopplung entstehende Pegelverlust wird als Knotenpunktdämpfung bezeichnet. Fordert man in den Anlagen beliebige Kombinationen von Mischanordnungen, dann sind die sich daraus ergebenden Anpassungsfragen besonders schwierig zu erfüllen. Die aufgezeigten Schwierigkeiten lassen sich mit einem Knotenpunktverstärker umgehen. Der Verstärker hat sechs Eingänge, die voneinander röhrenmäßig getrennt sind und daher rückwirkungsfrei angeschlossen werden können. Er hat eine einstellbare Verstärkung 0, 6, 12 und 20 dB und einen Nennausgangspegel von +6 dB (1,55 V). Von diesem Verstärker muß gefordert werden, daß er weder Verzerrungen noch zusätzliche Störspannungen erzeugt. Die im Knotenpunktverstärker erzeugte Störspannung soll auf keinen Fall größer sein als diejenige der in Frage kommenden Vorverstärker. Da die Zusammenführung der sechs Eingänge zum Knotenpunkt innerhalb des Verstärkers eine Dämpfung von 16 dB bringt, wird der Eingangspegel um den Faktor 2 am Gitter der Eingangsröhre herauftransformiert. Für jede Eingangsröhre steht aus Erwärmungs- und Raumgründen nur 1 mA Anodenstrom zur Verfügung. Anhand des Schaltbildes werden die elektrischen Daten des Verstärkers erläutert. Wie sehr der Knotenpunktverstärker den Aufbau von elektroakustischen Anlagen verändert, zeigen die zahlreichen Prinzipschaltbilder, die ausführlich beschrieben sind. *Luft*

F. Winkel

Hochschul-Universalmischpult für Experimentierzwecke

Elektronische Rundschau 7 (1959) S. 247···253

Nach eingehender Beschreibung der Betriebsbedingungen von Ton-Mischeinrichtungen bei Rundfunk, Fernsehen, Schallplatte und Theater wird das an der Technischen Universität Berlin entwickelte Universal-Vierkanalmischpult in seinen Einzelheiten beschrieben. Das Mischpult wurde in 1½ jähriger Arbeit von Studenten des Lehrgebietes Studiotechnik entwickelt.
Nach dem gegenwärtigen Stand der Technik war die Planung für ein Vierkanalpult auszulegen, um Zwei- und Dreikanal-Stereofonie sowie Mischungen von getrennt bearbeiteten Kanälen durchführen und eventuell auch zwei Programme gleichzeitig fahren zu können. Insgesamt sind elf Eingänge vorhanden, zweimal drei Mikrofone zusammengefaßt, Magnetton- und Nadeltongerät in Stereoausführung. Ausgangsseitig sind sieben Endverstärker als Impedanzwandler angeordnet. Für die Kanalauf- und die Ausgangsschaltung wurden Drucktasten mit je vier Umschaltkontakten und einem Arbeitskontakt bei einer Betriebssicherheit von 100000 Schaltungen gewählt.
Speziell dazu wurden entwickelt:
Vorverstärker mit einer max. Verstärkung von 85 dB mit Trittschallfilter und Vorregler mit Stereofeinregelung.
Zwei Arten von Zwischenverstärkern ZV 1 mit 28 dB Verstärkung und ZV 2 mit 43 dB Verstärkung.
Der Abhörverstärker wurde in PPP-Schaltung (Push-Pull-Parallel) einer Gegentakt-Parallelschaltung aufgebaut.
Das Netzwerk des Hörspielverzerrers besteht aus einem Hochpaß mit 7000 Hz, vier Bandpässen mit den Resonanzfrequenzen 2500, 1000, 500 und 250 Hz und einem Tiefpaß mit 100 Hz, die unabhängig kontinuierlich regelbar sind. Die Flankensteilheit der Pässe ist ungefähr 10 dB/Oktave. Zum Ausgleich der Grunddämpfung der Filter dient ein dreistufiger RC-Verstärker.
Der Aussteuerungsmesser besitzt neben dem Instrument zur Kontrolle der beiden Kanäle noch ein Magisches Auge mit zwei Anzeigesymbolen.
Es wurde besonderes Augenmerk darauf gelegt, daß beim mechanischen und elektrischen Aufbau die modernsten Grundsätze befolgt werden. *Luft*